

JP10-117162

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **10-117162**

(43)Date of publication of application : **06.05.1998**

(51)Int.Cl.

H04B 7/08

H01Q 3/26

H04B 1/76

H04B 7/005

// H04B 1/04

(21)Application number : **09-141040**

(71)Applicant : **MOTOROLA LTD**

(22)Date of filing : **15.05.1997**

(72)Inventor : **NICHOLAS UINNETTO**

(30)Priority

Priority number : **96 9610428**
96 9610357

Priority date : **17.05.1996**
17.05.1996

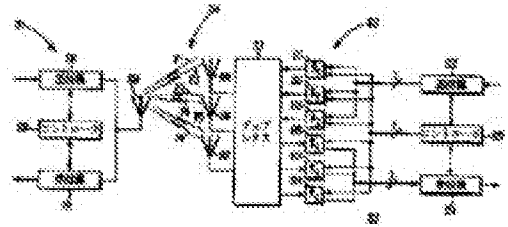
Priority country : **GB**
GB

(54) **DEVICE/METHOD FOR TRANSMISSION ROUTE WEIGHT**

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide improved antenna array weight by controlling a transmitter and adjusting weight related to an antenna in accordance with weight information received from the other communication equipment.

SOLUTION: The output of the transmitter 122 is connected to transmission route weight circuits 131, 133 and 135 and the transmission route weight circuits 131, 133 and 135 are connected to one of the antennas 106, 110 and 112 through a duplex circuit 113. The transmission route weight circuits 131, 133 and 135 weight signals outputted by the transmitter 122 in accordance with a control signal received from a controller 126. The signals outputted by the transmitter 122 can be connected to the transmission route weight circuits 131, 133 and 135 by respective conductors or lines and therefore they can respectively receive the signals or they can be connected by the common conductor or line. Thus, the transmission route weight circuits 131, 133 and 135 can receive the same signals.



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公 開 特 許 公 報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-117162

(43) 公開日 平成10年(1998) 5 月 6 日

| (51) Int.Cl. ⁶ | 識別記号 | F I |
|-------------------------------|-------|----------------|
| H 0 4 B 7/08 | | H 0 4 B 7/08 D |
| H 0 1 Q 3/26 | | H 0 1 Q 3/26 Z |
| H 0 4 B 1/76 | | H 0 4 B 1/76 |
| | 7/005 | 7/005 |
| // H 0 4 B 1/04 | | 1/04 Z |
| 審査請求 未請求 請求項の数41 F D (全 19 頁) | | |

(21) 出願番号 特願平9-141040

(22) 出願日 平成 9 年(1997) 5 月15日

(31) 優先権主張番号 9 6 1 0 4 2 8 . 6

(32) 優先日 1996年 5 月17日

(33) 優先権主張国 イギリス (G B)

(31) 優先権主張番号 9 6 1 0 3 5 7 . 7

(32) 優先日 1996年 5 月17日

(33) 優先権主張国 イギリス (G B)

(71) 出願人 592012649

モトローラ・リミテッド

MOTOROLA LIMITED

イギリス国ハント州、ベイジングストーク、パイアブルズ・インダストリアル・エステイト、ジェイズ・クローズ、アールジー22 4 ビーディ

(72) 発明者 ニコラス・ウィンネット

フランス国、パリ 75004、リュ・ド・ラ・サリゼ 7

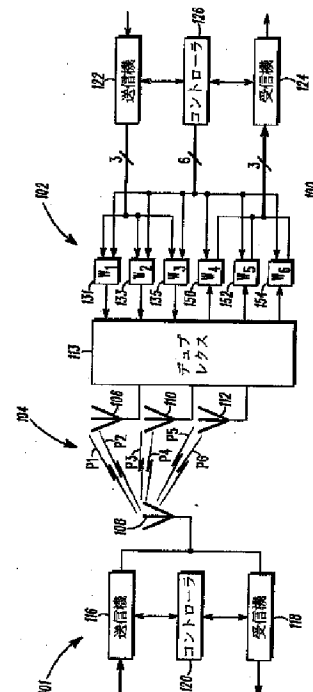
(74) 代理人 弁理士 池内 義明

(54) 【発明の名称】 送信経路重みのための装置および方法

(57) 【要約】

【課題】 送信機のための改善されたアンテナアレイ重みを提供する。

【解決手段】 受信通信装置 1 0 1 は送信通信装置 1 0 2 のアンテナアレイの少なくとも 1 つのアンテナ 1 0 6 , 1 1 0 , 1 1 2 を介して送信された基準信号を受信する。受信通信装置は前記少なくとも 1 つのアンテナに関連すべき重みを決定し、かつ重み情報を送信通信装置に送信する。送信通信装置は受信通信装置から受信された重み情報にしたがって前記少なくとも 1 つのアンテナに関連する重みを調整する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 第1の通信装置における送信経路のための第2の通信装置における重みの発生方法であって、前記第1の通信装置における送信経路はアンテナを有するアンテナアレイを含み、前記方法は、前記アンテナアレイのアンテナの内の少なくとも1つを介して送信された基準信号を第2の通信装置において受信する段階、

前記第2の通信装置において送信経路に対する少なくとも1つの重みを計算する段階、そして前記少なくとも1つの重みを前記第2の通信装置から前記第1の通信装置に送信する段階、

を具備する第1の通信装置における送信経路のための第2の通信装置における重みの発生方法。

【請求項2】 前記計算する段階は前記第2の通信装置において受信された前記基準信号の振幅および位相の複素共役を計算する段階を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項3】 前記計算する段階は1組の所定の重みから前記少なくとも1つの重みを選択する段階を含み、前記選択される少なくとも1つの重みは前記複素共役に最も近い重みであることを特徴とする請求項2に記載の方法。

【請求項4】 前記送信する段階は前記少なくとも1つの重みに対応するインデックスを送信する段階を含むことを特徴とする請求項3に記載の方法。

【請求項5】 前記計算する段階は1組の所定の重みから前記少なくとも1つの重みに対する信号測定推定値を得る段階、および該信号測定推定値から前記少なくとも1つの重みを選択する段階を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項6】 前記1組の所定の重みは前の重みに基づき選択されることを特徴とする請求項3または5に記載の方法。

【請求項7】 さらに、前記第2の通信装置から1組の重みを受信しかつ前記第2の通信装置から受信された1組の重みから少なくとも1つの重みを選択する段階を含むことを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項8】 前記選択する段階は前記第1の通信装置におけるアンテナアレイの組合わされた出力において前記送信経路の性能を推定する段階を含むことを特徴とする請求項3、請求項5または請求項7に記載の方法。

【請求項9】 前記少なくとも1つの重みは前記第1の通信装置の受信機において決定されることを特徴とする請求項1に記載の方法。

【請求項10】 前記1組の重みにおけるインデックスは記憶されたエラー保護コーディングを含み、かつ前記送信する段階はエラー保護コーディングされたインデックスを送信する段階を含むことを特徴とする請求項7に記載の方法。

【請求項11】 アンテナアレイのアンテナに関連する送信経路における少なくとも1つの重みを設定するために通信装置を動作させる方法であって、

前記アンテナアレイにおけるアンテナの各々を介して基準信号を送信する段階、

前記アンテナの各々に対する重み情報を受信する段階、

そして前記受信された重み情報にしたがって前記アンテナに関連する送信経路の少なくとも1つにおける重みを設定する段階、

を具備することを特徴とするアンテナアレイのアンテナに関連する送信経路における少なくとも1つの重みを設定するために通信装置を動作させる方法。

【請求項12】 前記重み情報は位相情報を含むことを特徴とする請求項11に記載の方法。

【請求項13】 前記重み情報は振幅情報を含むことを特徴とする請求項11または12に記載の方法。

【請求項14】 前記重み情報は前記送信経路に対する重みに対応するインデックス番号を含むことを特徴とする請求項11に記載の方法。

【請求項15】 第1の通信装置の送信経路を重み付けする方法であって、前記送信経路は前記第1の通信装置のアンテナアレイと送信機との間にあり、前記アンテナアレイは複数のアンテナを含み、前記方法は、

前記アンテナアレイにおけるアンテナを介して第2の通信装置に基準信号を送信する段階、

前記第2の通信装置において前記送信経路に対する少なくとも1つの重みを計算する段階、

前記計算された少なくとも1つの重みにしたがって、重み情報を前記第2の通信装置から前記第1の通信装置に送信する段階、そして前記第2の通信装置から受信した重み情報にしたがって前記第1の通信装置において少なくとも1つの重みを設定する段階、

を具備することを特徴とする第1の通信装置の送信経路を重み付けする方法。

【請求項16】 前記計算する段階は第2の通信装置において前記第2の通信装置への前記基準信号の送信の間の振幅および位相変化の複素共役を計算する段階を含むことを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項17】 前記計算する段階は1組の所定の重みから前記少なくとも1つの重みを選択する段階を含み、前記選択された少なくとも1つの重みは前記複素共役に最も近い前記所定の組における重みであることを特徴とする請求項16に記載の方法。

【請求項18】 前記送信する段階は前記少なくとも1つの重みに対応するインデックスを送信する段階を含むことを特徴とする請求項17に記載の方法。

【請求項19】 前記計算する段階は1組の所定の重みから前記複素共役に最も近い少なくとも1つの重みを選択する段階を含み、かつ前記送信する段階は前記選択された少なくとも1つの重みに対応するインデックスを送信

する段階を含むことを特徴とする請求項17に記載の方法。

【請求項20】 前記計算する段階は1組の所定の重みにおける重みに対する信号測定推定値を得、かつ前記信号測定推定値から前記少なくとも1つの重みを選択する段階を含むことを特徴とする請求項19に記載の方法。

【請求項21】 前記基準信号は前記アンテナの各々を介して個々に送信されることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項22】 前記基準信号は前記アンテナアレイの各アンテナを通して送信され、かつ前記アンテナの各々に対する基準信号は区別可能であることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項23】 前記アンテナの各々に対する基準信号はそれらの周波数によって区別可能であることを特徴とする請求項22に記載の方法。

【請求項24】 前記アンテナの各々に対する基準信号は時間によって区別可能であり、前記基準信号は異なる時間にそれぞれのアンテナに入力されることを特徴とする請求項22に記載の方法。

【請求項25】 1組の所定の重みが前記第1の通信装置から前記第2の通信装置に転送されることを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項26】 さらに前の重みを決定する段階を含みかつ前記計算する段階は前記1組の所定の重みにおける重みの部分集合から選択を行ない、該重みの部分集合は前記前の重みにおける重みから決定されることを特徴とする請求項25に記載の方法。

【請求項27】 前記計算する段階は前記第1の通信装置においてアンテナアレイの組合わされた出力における送信経路の性能を推定する段階を含むことを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項28】 さらに、前記第1の通信装置の受信機において少なくとも1つの重みの内の1つの重みを決定する段階を含むことを特徴とする請求項15に記載の方法。

【請求項29】 前記所定のリストに関するインデックスは記憶されたエラー保護コーディングを含み、かつ前記送信する段階はエラー保護コーディングされたインデックスを送信する段階を含むことを特徴とする請求項25に記載の方法。

【請求項30】 通信装置であって、送信機、複数のアンテナ、前記アンテナの各々と前記送信機との間に接続された重み回路、そして前記重み回路に結合されたコントローラであって、該コントローラは前記アンテナの少なくとも1つを介して基準信号を送信するよう前記送信機を制御しかつ他の通信装置から受信された重み情報にしたがって前記アンテナの少なくとも1つに関連する重みを調整

するよう前記重み回路の内の少なくとも1つを制御することによって、前記重み回路を含む送信経路が前記少なくとも1つのアンテナを通して送信された基準信号にしたがって変えることができるようにするもの、を具備することを特徴とする通信装置。

【請求項31】 さらに、所定の重みを記憶するためのメモリを含み、前記重み情報は前記少なくとも1つのアンテナに関連する重みに関連するインデックス番号を含み、かつ前記コントローラは前記インデックス番号から前記重み回路の少なくとも1つを制御することを特徴とする請求項30に記載の通信装置。

【請求項32】 前記重み情報は位相情報を含み、前記コントローラは該位相情報にしたがって前記重み回路の少なくとも1つを制御することを特徴とする請求項30に記載の通信装置。

【請求項33】 前記重み情報は振幅情報を含み、前記コントローラは該振幅情報にしたがって前記重み回路の少なくとも1つを制御することを特徴とする請求項30に記載の通信装置。

【請求項34】 受信通信装置であって、送信通信装置における複数のアンテナの各々を介して送信された基準信号を受信する受信機、各々のアンテナから受信された前記基準信号から前記送信通信装置の送信経路に対する少なくとも1つの重みを計算するための回路、そして前記送信通信装置に対し前記少なくとも1つの重みを送信するための送信機、を具備することを特徴とする受信通信装置。

【請求項35】 前記受信機はコードブックを格納するメモリを含み、該コードブックは前記送信通信装置の送信経路に対すコードブック重みを含むことを特徴とする請求項34に記載の受信通信装置。

【請求項36】 前記コードブック重みはコードブックインデックスに関連し、かつ該コードブックインデックスはエラー訂正コーディングを含むことを特徴とする請求項35に記載の受信通信装置。

【請求項37】 前記メモリは前の選択の重みを記憶し、かつ前記回路は前記コードブックおよび前記前の重みを使用して前記少なくとも1つの重みを計算することを特徴とする請求項35に記載の受信通信装置。

【請求項38】 前記重みは前記送信経路におけるピーク電力を制限するよう選択されることを特徴とする請求項35または36に記載の受信通信装置。

【請求項39】 前記コードブックは前記コードブックが送信通信装置におけるコードブックと同じであることを調べるため検査されることを特徴とする請求項36に記載の受信通信装置。

【請求項40】 前記コードブックは受信通信装置および送信通信装置の内の一方から送信通信装置および受信通信装置の内の他方のものへコードブックを送信することにより検査されることを特徴とする請求項39に記載

の通信装置。

【請求項41】 前記回路は重みおよび位相値を受信された基準信号からおよび前記受信通信装置における基準信号の写しから計算することを特徴とする請求項34に記載の通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はアンテナアレイに関する。

【0002】

【従来の技術】アンテナアレイは無線通信リンクを通して無線周波(RF)信号を通信するために使用される複数のアンテナを有する。アンテナアレイはあるカバレッジエリアに対し良好なアンテナパターンを提供することによって単一のアンテナに対して改善された性能を提供する。

【0003】アンテナアレイにより改善されたアンテナパターンを提供できるものの、通信装置の間で通信される信号は妨害を受けやすい。建物、丘および他の物体がマルチパス波伝搬を生じさせ、かつ通信装置およびエネルギー源はノイズを導入し、結果として通信装置の間で通信される信号にエラーを生じさせる。

【0004】これらのエラーを低減するため、アンテナアレイを使用する通信装置の受信経路を最適化するための技術が開発されている。前記アレイにおける個々のアンテナの各々によって検出される信号の重み(weight)を変えることにより、特定の方向からより良好に信号を検出またはマルチパス信号の非破壊的(non-destructive)組合わせを可能にするためにアンテナパターンを変えることが可能になる。これらの技術は受信機の出力を測定することにより受信経路利得を最大にするためにアンテナアレイ信号の重みを調整する。

【0005】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、受信経路から得られる重みは送信経路に対して最適の重みを提供しない。

【0006】従って、送信機のための改善されたアンテナアレイ重みを提供することが望ましい。

【0007】

【課題を解決するための手段】通信装置はアンテナアレイのアンテナと送信機との間に接続された重み回路を含む。コントローラが該重み回路に結合されかつ少なくとも1つのアンテナを通して基準信号を送信するために前記送信機を制御しかつ他の通信装置から受信された重み情報に従って前記少なくとも1つのアンテナに関連する重みを調整し、それによって送信経路が前記少なくとも1つのアンテナを通り送信される基準信号に従って変えることができるようになる。

【0008】本発明の他の実施形態は送信通信装置にお

ける複数のアンテナの各々を通して送信された信号を受信する受信通信装置を含む。回路が各アンテナから受信された前記基準信号から他の通信装置の送信経路に対する少なくとも1つの重みを計算する。該少なくとも1つの重みは他の通信装置に通信される。

【0009】前記送信通信装置を動作させる方法もまた開示される。前記受信通信装置を動作させる方法もまた開示される

【0010】

10 【発明の実施の形態】図1の通信装置100は通信リンク104を介して通信する通信装置101および通信装置102を含む。通信装置101は無線モデム(変調器/復調器)、セルラ無線電話、コードレス無線電話、2方向無線機、ページャ、ベースまたはベースステーション、あるいは任意の他の通信装置とすることができる。通信装置102は通信装置101に対して相補的な(complementary)通信装置であり、かつ無線モデム(変調器/復調器)、セルラ無線電話、コードレス無線電話、2方向無線機、ページャ、ベースまたはベースステーション、あるいは任意の他の通信装置とすることができる。ここで使用されている「通信装置」はこれらの各々およびそれらの等価物に言及している。

【0011】通信リンク104はマルチパス伝搬を受ける可能性のある無線周波無線リンクである。従って、経路またはパスP1およびP2は通信装置102の第1のアンテナ106と通信装置101のアンテナ108との間の2つの信号経路を表す。通信経路P3およびP4はアンテナ110およびアンテナ118の間に伸びている。通信経路P5およびP6はアンテナ112とアンテナ108との間に伸びている。アンテナ106、110および112の内のいずれか1つおよびアンテナ108の間の通信経路の実際の数はいくつでも良くあるいは大きくても良いことは理解されるであろう。

【0012】通信装置101はアンテナ108に接続された送信機116および受信機118を含む。送信機116および受信機118はコントローラ120によって制御される。送信機116は無線通信のための任意の適切な商業的に入手可能な送信機を使用して実施される。受信機118は無線通信のための任意の適切な商業的に入手可能な受信機を使用して実施される。コントローラ120はマイクロプロセッサ、デジタル信号プロセッサ(DSP)、プログラマブル論理ユニット(PLU)、その他を使用して構成される。送信機116および受信機118はアンテナ108に接続され該アンテナを介して信号を送信しかつ受信する。

【0013】通信装置102は送信機122、受信機124およびコントローラ126を含む。コントローラ126はマイクロプロセッサ、デジタル信号プロセッサ、プログラマブル論理ユニット、コンピュータその他を使用して構成できる。コントローラ126は送信機122

および受信機124の動作を制御する。送信機122は無線通信のための任意の適切な商業的に入手可能な送信機を使用して実施される。受信機124は無線通信のための任意の適切な商業的に入手可能な受信機を使用して実施される。

【0014】送信機122の出力は送信経路重み回路131、133および135に接続されている。該送信経路重み回路の各々は次にデュプレクス回路113を介してアンテナ106、110および112の内のそれぞれの1つに接続されている。送信経路重み回路はコントローラ126から受信された制御信号に従って送信機により出力される信号を重み付けする。送信機によって出力される信号はそれぞれの導体または線路によって送信経路重み回路131、133および135に接続することができ、それによって各々がそれぞれの信号を受信することができるようにされ、あるいは共通の導体または線路によって接続され、前記送信経路重み回路がすべて同じ信号を受信するようにすることができる。

【0015】受信機124の入力は前記受信経路重み回路150、152および154の出力に接続されている。受信経路重み回路の各々はデュプレクス回路113を介してアンテナ106、110および112の内のそれぞれの1つからそれぞれの信号を受ける。

【0016】デュプレクス回路113は任意の適切なデュプレクス装置、スイッチ回路、フィルタ、その他を使用して実施できる。デュプレクス回路113はアンテナを送信および受信経路に接続してフルデュプレクスまたはハーフデュプレクス動作を提供する。

【0017】前記送信経路重み回路131、133および135は図2により詳細に示されている。前記送信経路重み回路131は位相シフト回路230および可変利得増幅器236を含む。前記送信経路重み回路133は位相シフト回路232および可変利得増幅器238を含む。前記送信経路重み回路135は位相シフト回路234および可変利得増幅器240を含む。もし前記重みが信号の位相の変化のみを必要とする場合は前記可変利得増幅器に代えて固定利得増幅器を利用することができる。前記位相シフト回路230、232および234の各々は独立に制御され、従って前記アンテナはそれらに

10

20

30

40

れるであろう。例えば、信号レベルはソフトウェアの制御の下にデジタル信号プロセッサによって調整されかつ利得増幅器を通して出力することもできる。

【0018】可変利得増幅器236、238および240は各々それぞれのスイッチ250、252および254を通してそれぞれのアンテナ106、110および112へと選択的に接続される。前記スイッチはそこから送信／受信情報を受けるためにコントローラ126に接続される。送信モードにおいては、前記スイッチは図2に示されるように接続される。受信モードでは、アンテナ106、110および112が受信経路重み回路150、152および154に接続される。

【0019】前記受信経路重み回路150、152および154は各々コントローラ126から制御信号を受ける。前記受信経路重み回路の各々は個別に制御される。前記受信経路重み回路150、152および154の出力は受信機124に輸入される。コントローラ126は知られたアルゴリズムに従って重み係数 (weighting factors) W_4 、 W_5 および W_6 を調整する。一般に、コントローラ126は受信機124の出力に回答し前記係数 W_4 、 W_5 および W_6 の各々に調整して受信信号品質を最適化する。受信信号経路は典型的には受信振幅または電力を最大にすることにより、あるいはノイズプラス妨害に対する所望の信号の比率の評価または推定値を最大にすることにより最適化される。

【0020】コントローラ126は位相シフト回路230、232および234に対する位相信号を発生し、かつメモリ160に記憶された所定の値に従って可変利得増幅器236、238および240の利得を制御する。以下の表、またはここで使用される「コードブック (codebook)」は3つのアンテナ106、110および112を含む送信経路に対する重みを示す。利得および位相並びに等価複素表記が与えられている。これらの例においては、 $\alpha = 1 / (6)^{1/2}$ および $\gamma = 1 / (3)^{1/2}$ である。16のベクトルにより、メモリ160は3つのアンテナに対する以下の値を記憶し、インデックスまたはベクトル番号を左の欄に、かつ3つの送信経路重み回路131、133および135に対する重み W_1 、 W_2 および W_3 を他の欄に有している。

【0021】

【表1】

| ベクトル番号 | w_1 (利得、位相) | w_2 (利得、位相) | w_3 (利得、位相) |
|--------|---------------------------------------|--|--|
| 0 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$ | $-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$ |
| 1 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$ | $-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$ |
| 2 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$ | $\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$ |
| 3 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$ | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ |
| 4 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$ | $-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$ |
| 5 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$ | $-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$ |
| 6 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$ | $\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$ |
| 7 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$ | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ |
| 8 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$ | $-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$ |
| 9 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$ | $-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$ |
| 10 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$ | $\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$ |
| 11 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$ | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ |
| 12 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha - j\alpha (\gamma, -135^\circ)$ |
| 13 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha + j\alpha (\gamma, 135^\circ)$ |
| 14 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha - j\alpha (\gamma, -45^\circ)$ |
| 15 | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha + j\alpha (\gamma, 45^\circ)$ |

この表は位相シフトのみを表している。これは送信信号の位相が調整されかつ可変利得増幅器236、238および240の利得は調整されないことを意味する。デジタル位相調整の構成に対しては、複素ベースバンドデジタル信号は上の複素数によって乗算される。2⁴ ベクト

ルがあるから、ベクトルに対するインデックスを特定するのに4ビットが必要である。

【0022】より大きな値の表も使用できる。次の表2は31の重みの組合わせを与える。

【表2】

| ベクトル番号 | w ₁ (利得、位相) | w ₂ (利得、位相) | w ₃ (利得、位相) |
|--------|------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|
| 0 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha (\gamma,-135^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha (\gamma,-135^\circ)$ |
| 1 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha (\gamma,-135^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha (\gamma,135^\circ)$ |
| 2 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha (\gamma,-135^\circ)$ | $\alpha-j\alpha (\gamma,-45^\circ)$ |
| 3 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha (\gamma,-135^\circ)$ | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ |
| 4 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha (\gamma,135^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha (\gamma,-135^\circ)$ |
| 5 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha (\gamma,135^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha (\gamma,135^\circ)$ |
| 6 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha (\gamma,135^\circ)$ | $\alpha-j\alpha (\gamma,-45^\circ)$ |
| 7 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha (\gamma,135^\circ)$ | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ |
| 8 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha (\gamma,-45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha (\gamma,-135^\circ)$ |
| 9 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha (\gamma,-45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha (\gamma,135^\circ)$ |
| 10 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha (\gamma,-45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha (\gamma,-45^\circ)$ |
| 11 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha (\gamma,-45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ |
| 12 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha (\gamma,-135^\circ)$ |
| 13 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha (\gamma,135^\circ)$ |
| 14 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha (\gamma,-45^\circ)$ |
| 15 | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha (\gamma,45^\circ)$ |
| 16 | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ |
| 17 | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $0+j\beta (\beta,90^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ |
| 18 | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $-\beta+j0 (\beta,180^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ |
| 19 | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $0-j\beta (\beta,-90^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ |
| 20 | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ |
| 21 | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $0-j\beta (\beta,90^\circ)$ |
| 22 | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $-\beta+j0 (\beta,180^\circ)$ |
| 23 | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $0-j\beta (\beta,-90^\circ)$ |
| 24 | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $\beta-j0 (\beta,0^\circ)$ | $\beta+j0 (\beta,0^\circ)$ |
| 25 | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $\beta-j0 (\beta,0^\circ)$ | $-\beta+j0 (\beta,180^\circ)$ |
| 26 | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $\beta-j0 (\beta,0^\circ)$ | $0-j\beta (\beta,90^\circ)$ |
| 27 | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $\beta-j0 (\beta,0^\circ)$ | $0-j\beta (\beta,-90^\circ)$ |
| 28 | $1+j0 (\gamma,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ |
| 29 | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $1+j0 (\gamma,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ |
| 30 | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $0+j0 (0,0^\circ)$ | $1+j0 (\gamma,0^\circ)$ |

この表においては、 $\beta = 1/(2)^{1/2}$ であり、かつ利得および位相が共に調整されアンテナの幾つかへの送信経路はしばしば完全にディスエーブルされその場合利得値は0である。ベクトルに対するインデックスを特定するために5ビット (2^5 の異なるベクトル) が必要とされる。これらの表は例として与えられており、かつ網羅的なものではない。他の大きさを有する表も規定でき、かつ同じ数のエントリを有する異なる表も使用できる。

【0023】前記利得および位相の値の各々は異なるアンテナパターンを生じさせる。可変利得増幅器の利得、および位相を変えることにより、アンテナパターンは変更することができる。アンテナパターンを変えることにより、アンテナアレイはベースのカバレッジエリア内の異なる地理的ロケーションに位置する遠隔の通信装置に対しより良好な性能を提供でき、あるいは遠隔の通信装置にベースステーションと通信するためのより良好な位置を提供することができる。

【0024】動作においては、ブロック300 (図3)

に示されるように、コントローラ126は通信装置101との通信リンクを始めに確立したことに応じて所定の値に従って送信経路W1、W2およびW3の重みを設定する。例えば、前記初期重みは前の接続からの最後の重みW1、W2およびW3とすることができ、前記初期重みは最も広いカバレッジエリアを有するアンテナパターンに対応する重みとすることができ、あるいは受信経路に対して計算された重みW4、W5およびW6が送信経路に対する初期重みW1、W2およびW3として使用できる。前記アンテナ重みは可変利得増幅器236、238および240の利得および位相シフト回路230、232および234の位相を設定することができ、あるいは位相シフト回路の位相のみを設定することができる。

【0025】通信の間に、情報パケットは送信機122によって、ブロック302に示されるように、通信装置101に送信される。他の通信装置101は送信機122から送信された信号を受信しかつアクノレジメント信号または肯定応答 (ACK) またはノンアクノレジ

メント信号または否定応答（NACK）を、技術的に知られているように、前記信号が正確に受信されたか否かに応じて送信し戻す。典型的には各々の情報パケットと共に合計検査（checksum）または巡回冗長検査（CRC）データが送信される。もしCRCまたは合計検査が実際に受信された情報パケットから生成されなければ、NACK信号が受信機124に送信される。

【0026】もしコントローラ126が、ブロック304に示されるように、肯定応答信号を受信すれば、次の情報パケットが送信される。もしNACKのようなエラー信号が、ブロック306に示されるように、通信装置101から受信されれば、コントローラ126はブロック308において新しいアンテナ重みW1、W2およびW3を選択する。これはアンテナパターンが変更されるように重みW1～W3を変更する。新しい重みは、前記表1または表2に表される、メモリ160に記憶されたコードブックにおける次のベクトル番号に関連する重みとすることができる。

【0027】コントローラ126は、判断ブロック310において、次のアンテナパターンが最近他の通信装置101からのエラー信号を経験したものであるか否か（例えば、新しいアンテナ重みが最後にまたは最近に使用された時に他の通信装置からNACKが受信されたか否か）を判定する。所定の期間をコントローラ126に設定することができる。コントローラ126はこの所定の期間内にそれがエラー信号を受けた場合に重みを選択することを許容しないであろう。これはコントローラ126が接続品質がいずれの重みもエラーのない接続を提供しないものである場合に各パターンを通して急速に循環する（cycling through）のを防止する。

【0028】もしエラーメッセージが受信されれば、コントローラ126は、判断ブロック312において、送信機122を情報を再送信するよう制御する。コントローラ126は次にブロック304に戻り他の通信装置からの肯定応答信号またはエラー信号を待機する。

【0029】判断ブロック304および306は通常の送信プロセスの間に生じるエラー信号による割込み開始によって実行できることが理解される。従って、それらの間の符号化およびインタリーブと共に、パケットのバッファリング、ならびに変調および送信は通信装置102の継続している（ongoing）プロセスとすることができる。NACKのような、エラー信号の検出に応じて、コントローラ126は重みW1、W2およびW3を変えるために送信を短時間の間中断する。送信プロセスは次に再開される。

【0030】重みW4、W5およびW6がコントローラ126によって受信機124により出力される信号に基づき調整されることも理解されるであろう。そのような重み付けの方法は技術的に良く知られている。

【0031】本発明は特にGSM通信システムのような送信および受信経路が異なる周波数を有する通信システムにおいて有利である。そのような環境では、受信経路重み回路150、152および154による受信経路の重みは必ずしも送信経路重み回路131、133および135による送信経路に対する最適の重みを示していない。これは伝搬遅延、妨害または干渉、および他の周波数に敏感な現象による。

【0032】他の重要な考慮事項は通信装置101および102がお互いに対して移動する速度またはレートである。もし通信装置101が高速で進行しており、かつ通信装置102が静止していれば、伝搬経路P1～P6は急速に変化する。他の時間には、通信装置101および102はお互いに関して移動していないかもしれない。これは歩行者の状況において当てはまり、その場合はセルラ電話のユーザが静止して立っているかあるいは電話呼の間に歩いている状況である。そのような歩行者の状況では、前記経路P1～P6は低いレートで変化しているかあるいは全く変化しない。

【0033】通信装置101および102の一方または双方は好適に該通信装置101および102がお互いに対して移動している速度を決定することができる。例えば、変化の速度を決定するためにドップラ測定を使用できる。コントローラ126は変化の速度の情報を使用して位相および振幅の設定を変えるべきか否かを決定する。より詳細には、本発明は特に通信装置101および102が低速で移動しているかあるいはお互いに対して移動していない場合に都合がよく、それはこれらの状況ではNACKの受信における遅延は性能に対し最も少しの害しか与えないからである。これらの状況では、アンテナパターンの選択は呼の間の電話の性能にかなりの影響を与える可能性がある。これはユーザに最善のサービスを行うアンテナパターンは変化しないという事実による。さらに、悪いアンテナパターンはその呼にわたり望ましくない状態に留まっている傾向にある。

【0034】通信装置101が高速で進行する車両内にある状況においては、通信装置101に最善のサービスを行うアンテナパターンを生成する重みは急速に変化する可能性がある。従って、エラー信号が受信されるたびごとにアンテナパターンを変えることは通信システム100の性能における実質的な改善を生じる結果とはならない。さらに、ある瞬間にうまく作用しない重みは少しの後に最善の選択となる可能性があり、これは結果として重みW1、W2およびW3の急速な切替えを生じさせる。速度の影響はもちろんシステムの設計、特にパケットの送信とNACKの受信との間の遅延、に依存する。

【0035】利得および位相値を記憶するメモリ160は最も最近に使用されたアンテナパターンのテーブルを記憶することができる。エラー指示を生じる結果となったパターンは所定の期間の間使用されないことが好まし

10

20

30

40

50

い。該所定の期間は好ましくは通信装置101および102がお互いに対して移動している速度に従って調整可能である。従って、通信装置101および102が別々に移動していない場合は、前記期間は通信装置101および102の全接続時間に等しくすることができる。あるいは、受信装置101および102がお互いに対して急速に移動している場合は、前記期間は非常に短く、あるいはゼロにすることができる。いずれの場合にも、前記所定の期間は前にエラーを生じる結果となったかつチャネルが大きく変化しなければ依然として悪い性能を提供する重みベクトルの再選択を防止するためチャネルの相関時間 (correlation time) より大きくすべきである。

【0036】上の実施形態の利点は通信装置100が他の通信装置の助けなしに重みを変えることである。従って、重み調整回路は現存の機器を更新することなく現存のシステムにおいて実施できる。

【0037】他の実施形態によれば、通信装置102によって信号が送信され送信経路重み回路131、133および135を決定し該決定は通信装置101において行われる。この実施形態につき図4および図5を参照して説明する。コントローラ126は、ブロック400に示されるように、アンテナ106に供給される基準信号を発生するために送信機122を制御する。該基準信号はトーンまたは任意の他の適切な信号とすることができる。

【0038】前記基準信号はアンテナ106に対し可変利得増幅器238および240の利得をゼロの利得を有するように制御しかつ可変利得増幅器236を非ゼロ利得を持つよう制御することによって供給される。コントローラ126は送信機122を制御して、ブロック404に示されるように、トーン信号をアンテナ110に出力させる。該トーンをアンテナ110にのみ供給するために、可変利得増幅器238の利得のみが非ゼロの値を有する。コントローラ126は、ブロック406に示されるようにアンテナ112にトーン信号を出力するために送信機122を制御する。該トーンをアンテナ112のみに供給するため、可変利得増幅器240の利得のみが非ゼロの値を有する。

【0039】従って、所定のトーンが各々のアンテナに異なる時間に入力される。あるいは、異なる周波数の信号が同時に各アンテナ106、110および112に入力されてもよく、または異なるコードを有する信号が同時に各アンテナに入力されてもよい。しかしながら、これら3つの手段のいずれによっても、各アンテナに供給される信号は通信装置101によって区別可能でなければならない。

【0040】送信機122は送信機122から送信経路重み回路131、133および135へと伸びているバスの3つのそれぞれの導体を通して送信経路重み回路1

31、133および135に接続できることが理解されるであろう。これは各々のアンテナに対して送信機122によって発生された異なる信号が個々に送信経路重み回路に印加できるようにする。

【0041】コントローラ126は判断ブロック408に示されるように受信機124において重み信号を受信するのを待機する。コントローラ126はあるいは重み信号が受信された時に標準的な送信動作から割込みを受けることができる。いずれの場合でも、新しい重みが通信装置101から受信された時、コントローラ126は送信経路重み回路131、133および135の重みを、ブロック410に示されるように、通信装置101から受信された値に変更する。もし通信装置101からインデックスが受信されれば、コントローラ126は該インデックスに関連する重みをメモリ160内のコードブックから選択しかつそれに従って送信経路重み回路131、133および135を制御する。

【0042】通信装置101の動作につき図5を参照して説明する。コントローラ120はブロック500、502および504においてアンテナ106、110および112の各々を介して送信された基準信号を受信する。それぞれのアンテナ106、110および112に関連する信号は、図4に関して前に説明したように、時間的に分離されているが、もしそれらが異なる周波数を有する場合はそれらの周波数によって識別することもでき、あるいはもしそれらが異なる符号を有していればそれらの符号によって識別することもできる。コントローラ120はこのようにして各アンテナによって送信された基準信号を識別する。

【0043】コントローラ120は、ブロック506に示されるように、各々のアンテナ108、110および112に対する受信信号レベルに基づき送信経路重み回路131、133および135に対する最適の重みを計算する。最適の重みベクトルが受信された信号利得および位相から計算できる。各々のアンテナからの推定または評価された利得および位相の複素表現の複素共役が各アンテナの重みとして使用できる。各アンテナに対する推定または評価された利得および位相はコントローラ120によって受信された基準信号をコントローラ120に記憶された前記所定の基準信号の局所的コピー (local copy) と相関することにより得られる。これらの信号の間の相関の結果はアンテナ106、110および112の各々からの送信経路の推定された利得および位相を示す。

【0044】あるいは、前記コードブックを使用して候補のリストから好ましい重みベクトルを選択することができる。これは前記推定された受信位相および利得の複素共役から計算される最適の重みベクトルに最も近いベクトルをコードブックから選択することによって行うことができる。あるいは受信通信装置において受信信号電

力を最大にするよう好ましい重みベクトルが選択される。

【0045】電力を最大にする重みはコードブックから計算できる。すでに述べたように、各々のアンテナから送られる基準信号の利得および位相は受信機において元の送信された基準信号の知られた局部的コピーによる相関によって推定される。重みベクトルは次に以下のようにして選択される。

【表3】

```

t = |w0Tc|
index = 0

do k=1 to K-1

    if |wkTc| > t then
        index = k
        t = |wkTc|
    end if

end do

```

この場合、i番目のアンテナ（アンテナ1、アンテナ2およびアンテナ3）から受信された信号の推定されたまたは計算された利得および位相は c_i による複素表記によってかつ全てのアンテナに対する組（set）はベクトル $_c$ によって表わされ、かつ所定のリストにおけるk番目の重みベクトルは $_w_k$ であり通信装置102のメモリ160内にかつ通信装置101のコントローラ120内に記憶されたリストにはKのベクトルがある。 $|*$ は複素数 $*$ の大きさを表わす。また、 $*T$ はベクトルまたはマトリクス $*$ の転置（transpose）を

表わし、行および列が相互交換される。

【0046】なお、各表または数式などにおいて、ベクトルなどを表わすために下線を有するアルファベットが使用されているが、明細書の説明文中ではアルファベットの前に下線記号“ $_$ ”を配置したものを使用して表わしている。

【0047】この方法はインデックスコードブックの各ベクトルの重み $_w_k$ および各々のアンテナ c_i に対する重みおよび利得の計算値または推定値を乗算しかつその結果を加算してその特定の重みに対する一時的な振幅測定値 t を発生する。これは前記特定の重みが送信機において適用されれば受信されるであろう信号の振幅の推定値または計算値である。最大の t （受信機における最も高い推定振幅）に関連するインデックスは通信装置102の送信経路に対する最適の重みとして選択される。該最適の重みに関連するインデックスが次に、ブロック508に示されるように、通信装置102に送信し戻される。

【0048】シミュレーションにより前記コードブック手法は適切な正規化および候補ベクトル分布が使用された場合に複素共役受信利得および位相の量子化手法より

もダウンリンクに関して容量オーバーヘッドの要求が少ないことが示された。さらに、コードブックのエントリは以下の利点を提供するように選択できる。信号がアンテナの1つより多くを介して放射されるように重みを選択することにより、単一のアンテナの送信経路が全ての電力を渡すことを要求されない。これは各々の経路における送信回路に対する個々の増幅器のピーク電力要求に対する制限を与え送信経路の1つが全ての電力を渡さなければならない可能性があるシステムに対しコストおよび寸法的な利点を提供する。

【0049】さらに、前記ルックアップテーブル、またはコードブック、は合計検査またはCRC情報のようなエラー保護コーディングを容易に可能にするため使用できる。エラー保護コーディングはインデックス情報と共にセーブされ、かつエラー保護コーディングの計算を要求することなく送信できる。これは送信機のエラー保護符号化の複雑さを低減する。

【0050】ルックアップテーブルの他の利点は各々のフレーム時間に評価された候補の重みベクトルが最も最近のフレームに対する重みベクトルに最も近いものとするのが可能なことである。これは低い速度が最適の重みベクトルをゆっくりと変化させる歩行者の環境に対するサーチの複雑さを低減し、それは前の重みが良好な選択を維持する傾向にあるからである。しかしながら、コントローラはまた前の選択の重みに最も近い重みが不満足である場合はコードブックの全ての重みを考慮することができる。

【0051】コードブックが使用される場合、通信装置101および102は同じ値を持たなければならない。これは通信装置の1つからのコードブックを他の通信装置へダウンロードすることにより達成できる。あるいは、ベクトル番号の値が両方の通信装置において同じであることを確認するために他の方法も使用できる。

【0052】図6を参照すると、情報パケットおよび基準信号の双方が通信装置102から通信装置101へ送信されることが分かる。基準信号は各々のアンテナから、代わるがわる、別個に送信される。係数を計算するために通信装置101において情報が処理されている時間と通信装置101において特定された重みベクトルが通信装置102によって使用される時間との間に遅延がある。通信装置102は次に通信装置101から受信された重みを使用して情報パケットを送信する。

【0053】情報パケットが送信される度ごとに、基準信号がアンテナ106、110および112から通信され、かつ通信装置101において次のパケットに対する新しい重みが計算される。フィードバック系における遅延の影響を最小にするため、前記基準信号は情報パケットと隣接しないよう配置することができ、この場合前記基準信号は通信装置102によって前記係数を使用して送られる情報パケットにより近くなる。あるいは、前記

基準信号は情報バケット内に配置することもできる。前記遅延を最小にしたりは除去するためにいずれの方法を使用しても前記基準信号は通信された後に生じるチャネルにおける変動から生じる問題のある通信を避けることができる。

【0054】また、コントローラ120は2つのバケットの情報と共に送信される基準信号から発生される重みからアンテナに対して重みを補間したりは差しはさむことができる。2つの引き続く、間隔をあけた基準信号から係数を発生することにより、送信経路の特性の変化を最善の信号パターンを決定する上で考慮に入れることができる。

【0055】デジタルセルラ電話システム700（図7）の送信モードは第1の通信装置702および第2の通信装置704を含む。通信装置702はアンテナアレイ706を含みかつ通信装置704はアンテナアレイ708を含む。これらのアンテナアレイはPで表わされる複数の信号経路によって相互接続されている。通信装置702および704は2方向無線機、無線電話およびベースステーション、その他とすることができる。

【0056】通信装置702はコントローラ714を含み、該コントローラ714は音声およびデータ信号ならびに送信経路における重みW1、W2およびW3を選択するために制御信号を出力する。音声およびデータ信号はコーディングおよび変調回路716に入力される。重み制御信号は利得および位相シフト回路718に入力され、該利得および位相シフト回路718はコントローラ714からの振幅および位相制御信号を可変利得増幅器720～722および位相シフト回路724～726に結合する。送信信号はフレーミングおよび基準発生回路723を介して位相シフト回路724～726に入力される。

【0057】フレーミングおよび基準発生回路723はデータおよび音声を送信のためにフレーミングまたはフレームに構成しかつ基準信号を位相シフト回路724～726に結合し、これはアンテナ728～730の各々に対し1つずつ結合される。それぞれのベースバンド信号は、各々のアンテナに対し1つずつ、フレーミングおよび基準発生回路723によって形成され、かつ位相シフト回路724～726によって各々に対し適切な位相シフトが加えられる。

【0058】位相シフト回路724～726はデジタル的に乗算器によって提供され、したがってコードブックからの複素値が前記フレーミングおよび基準発生回路の出力によって乗算され位相シフトを生成することができる。位相シフト信号はデジタル-アナログ変換回路732においてアナログ信号に変換される。該アナログ信号の周波数はアップコンバータ734～736において増大され、かつそのより高い周波数の信号は可変利得増幅器720～722において増幅される。可変利得増幅器

720～722の利得は各々のアンテナに対する重みにしたがって選択される。したがって、送信経路における送信経路重み回路は位相シフト回路724～726および可変利得増幅器720～722を含む。この例では3つの位相シフト回路が示されているが、実際には2つを使用することのみが必要であり、それは絶対位相は重要ではなく、3つの送信経路重み回路の相対位相のみが重要なためである。

【0059】通信装置702の受信経路は、それぞれ、アンテナ728～730から受信された信号の周波数を低減するためのダウンコンバータ740～742を含む。ダウンコンバートされた信号はアナログ-デジタル変換回路744に入力され、該アナログ-デジタル変換回路744はダウンコンバータによって出力された各々の信号からそれぞれのデジタル信号を出力する。該デジタル信号は受信機プロセッサ750において復調される。

【0060】通信装置704は音声およびデータ信号ならびに送信経路における重みW1、W2およびW3を選択するための制御信号を出力するコントローラ752を含む。前記音声およびデータ信号はコーディングおよび変調回路754に入力される。前記重み制御信号は利得および位相シフト回路756に入力され、該利得および位相シフト回路756はコントローラ752からの振幅および位相制御信号を可変利得増幅器758～760および位相シフト回路762～764に結合する。前記送信信号はフレーミングおよび基準発生回路766を介して位相シフト回路762に対し764に入力される。前記フレーミングおよび基準発生回路766はデータおよび音声を送信のためにフレーミングしかつ基準信号を、各々のアンテナ768～770に対し1つずつ、位相シフト回路762～764に結合する。それぞれのベースバンド信号は、各々のアンテナに対し1つずつ、形成され、かつ位相シフト回路762～764によって各々に対し適切な位相シフトが加えられる。位相シフトされた信号はデジタル-アナログ変換回路772においてアナログ信号に変換される。該アナログ信号の周波数はアップコンバータ774～776において増大されかつそのより高い周波数の信号は可変利得増幅器758～760において増幅される。前記可変利得増幅器の利得は各アンテナに対する重みにしたがって選択される。

【0061】通信装置704の受信経路は、それぞれ、アンテナ768～770からの信号に対するダウンコンバータ780～782を含む。ダウンコンバートされた信号はアナログ-デジタル変換回路784に入力され、該アナログ-デジタル変換回路784はダウンコンバータによって出力される信号の各々からそれぞれのデジタル信号を出力する。該デジタル信号は受信機プロセッサ790において復調される。

【0062】通信装置702および704は送信経路が

通信装置702から通信装置704へまたは通信装置704から通信装置702へとすることができ、同じであるものとして示されている。しかしながら、通信装置702および704は異なるものとしてすることができ、例えば、通信装置702はベースステーションでありかつ通信装置704は無線電話とすることができる。ベースステーションの場合は、送信経路はまた多数の同時的なユーザに対する信号を結合するためのマルチプレクサを含むであろう。ベースステーションの受信経路はまた異なる同時的なユーザからの信号を分離するために、デマルチプレクサを含むであろう。

【0063】送信経路に対する最適の重みの計算につき通信装置702から通信装置704への送信について説明するが、この説明は通信装置704から通信装置702への通信についても同様に適用できる。通信装置702および704は3つのアンテナを有するが、この説明は他の数のアンテナを有するシステムにも同様に適用でき、したがって送信通信装置の送信経路にIのアンテナを有しかつ受信通信装置の受信経路にNのアンテナを有するシステムにも一般的に適用できる。通信装置702から通信装置704への通信に対しては、Iは3に等しくNも3に等しい。

【0064】i番目の送信アンテナからn番目の受信機アンテナで受信された信号の計算または推定された利得および位相は(複素表記で) $c_{i,n}$ およびマトリクスC(N行およびI列を備えた)による全ての組合わせに対する組で表現される。送信機重みベクトル \underline{w} によって生成されるアンテナ768~780における推定された利得および位相はしたがって $C \cdot \underline{w}$ によって与えられる。重みベクトルはコードブックから次のようにして選

択される。

【表4】

$$\underline{v} = C \underline{w}_0$$

$$t = \underline{v}^H \underline{v}$$

$$\text{index} = 0$$

do k=1 to K-1

$\underline{v} = C \underline{w}_k$

$p = \underline{v}^H \underline{v}$

if $p > t$ then

index = k

t = p

end if

end do

【0065】通信装置704のコントローラ752はこの方法を使用してマトリクスCを、コードブックにおける第1の重みベクトルである、重みベクトル \underline{w}_0 によって乗算することによりベクトル \underline{v} を計算する。初期

値tは \underline{w}_0 から得られる前記ベクトル \underline{v} から計算される。tのこの値は、送信機における重みベクトル \underline{w}_0 および受信機における信号の最大比結合によって受信機において得られる信号の振幅の推定値を表わす。最大比結合(Maximum ratio combining)は複数のアンテナからの信号を組合わせるよく知られた技術である。ベクトル \underline{v} はCおよび重みの各ベクトル \underline{w}_k から得られる。コードブックからの各々の重みに対する推定された大きさpはその重みベクトルに対し \underline{v} および \underline{v} のエルミート変換(Hermitian transform)を乗算することによって計算される。コントローラ752においてこのようにして測定された最も高い値のpに関連するインデックスkが送信通信装置702に送り戻される。コントローラ714は可変利得増幅器720~722および位相シフト回路724~726を制御して送信されたインデックス番号に対応する重みを持つようにする。

【0066】コントローラ752はこのようにして受信機プロセッサ790の出力における性能を推定または評価する。受信機プロセッサ790の出力はアンテナアレイ708のアンテナ768~770の組合わされた出力から得られる。この推定はまたコントローラ752によって決定される受信経路の重みに基づく。

【0067】上で述べたように、受信機に対して最大比結合器が使用される。最適結合(optimum combining)のような他の最適化技術も特に妨害の影響を低減することが望ましい場合にはこれに代えて使用することができる。最適結合は知られた技術である。受信振幅または電力を最大にする代わりに、コントローラ752の比率は妨害プラスノイズに対する所望の信号の比率を最大にすることができる。

【0068】受信通信装置がイコライザ820を含む場合の実施形態につき説明する。これらの実施形態では、図1および図2に示されるように、単一のアンテナを含む受信通信装置および複数のアンテナを有する送信通信装置について説明が行なわれる。

【0069】これらの実施形態では、重みを決定するためにかつ受信経路におけるイコライザ820に対する設定を計算するために基準信号が使用される。受信通信装置に対してイコライザ820を設定する上で受信通信装置によって使用されるべき基準信号を送信することが知られている。現存のシステムでは、該基準信号は係数の設定を単純化するように選択される。

【0070】しかしながら、発明者は送信装置がアンテナアレイを含みかつ受信装置がイコライザを含む場合には、送信される基準信号はアンテナアレイによって大きな利得を維持しながら基準信号に対する送信オーバーヘッドを低減するよう選択できることを発見した。

【0071】本発明は、アレイにおける各アンテナに対して1つずつ、複数の基準信号を送信することを必要とす

る。通信装置101がベースステーションでありかつ通信装置102が無線電話である場合は、ベースステーションである通信装置101における資源の要求を心配することなく通信装置102の送信経路における重みを選択するために送信オーバーヘッドを最小にする信号を使用することが都合がよい。ベースまたはベースステーションである通信装置101はイコライザ820の値を選択する上で困難な計算を行なうための充分な能力を有し、一方バッテリー寿命を延長するために通信装置102におけるエネルギー要求を最小にすることが有利である。

【0072】これに対し、通信装置101が移動ユニットでありかつ通信装置102がベースである場合は、通信装置101の要求を最小にすることが望ましい。送信要求はベースにとっては重大なことではなくそれはベースはバッテリー寿命を心配することなく信号を放送できるからである。より大きな心配事はその受信経路におけるイコライザ820に対する値を計算する間に携帯用通信装置の資源についての消耗である。したがって、もし通信装置101が携帯用通信装置であれば、基準信号はイコライザの設定の計算を単純化することが望ましい。そのために、通信装置101または102の内のどれが無線電話ネットワークのような通信システムにおける携帯用装置であるかに応じて基準信号に対して異なる信号を使用することが考えられる。

【0073】もし通信装置101が無線電話であれば、イコライザの設定の計算を単純化する基準信号は、例えば、GSMのようなシステムにおいて使用される変調されたデータの一部である。図12に基準信号が示されている。図12に示されるように、該基準信号は時間的に充分な間隔をもって分離されてマルチパス遅延に対処できるようにしている。該基準信号の始めおよび終りはランプ期間(a period of ramping)によって特徴付けられ、したがって電力が瞬時的に変化しないよう構成されている。

【0074】オーバーヘッドを最小にするため、前記基準信号は同期、イコライザ設定のため、および重みベクトル選択の双方のために使用される。さらに、オーバーヘッドを低減するため、前記基準信号はTDMAシステム(例えば、TETRAおよびGSM)において通常使用されるものと異なるように設計されかつ使用される。イコライザ設定とともに重みベクトル選択のために、コードブック手法が使用される。

【0075】イコライザ設定回路802を含むコントローラ回路800が図8に示されている。このコントローラは通信装置702または704において、あるいは双方において使用でき、かつ前記通信装置の一方または双方がイコライザを有する場合に使用される。コントローラ回路800はアンテナアレイを有する他の通信装置におけるアンテナ重みを計算するために受信信号を処理する基準信号プロセッサ回路804を含む。重みベクトル

選択回路806は、表1または表2のような重みのインデックスである、コードブック808に格納された重みインデックスを使用する。重みベクトル選択はイコライザ設定回路802および2進フォーマットおよび符号化回路812に入力される。該2進フォーマットおよび符号化回路は他の通信装置への送信のための情報を出力する。

【0076】送信通信装置は図6に示されるように情報信号および基準信号の双方を送信する。基準信号は各アンテナから別個に送信される。フィードバック系における遅延の影響を最小にするため、前記基準信号は好ましくは情報パケットと隣接しないものとされる。さらに、受信通信装置がイコライザを有し、かつ該イコライザおよびアンテナアレイに対する送信経路重みが同じ基準信号を使用して設定される場合は、各アンテナに対する信号は周波数または符号で区別されるものに対して時間により分離されることが好ましい。

【0077】重みベクトルがイコライザの設定と独立に見い出されかつ次に受信機のイコライザ設定が該重みベクトルから決定される方法をまず説明する。この方法は基準信号が、通信装置101がベースステーションである場合にそうであるように、基準信号がオーバーヘッドを最小にするために選択される場合に適用される。この方法は通信装置においてプリセットされた値を使用する。マトリクスXが通信装置が製造されたとき、作動されたとき、あるいはそれが新しいシステムにおいて使用されている場合に該通信装置内に記憶される。前記マトリクスは次のように計算される。

【数1】

$$X = (Y^H Y)^{-1} Y^H$$

$$Y = \begin{pmatrix} r & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & r & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & r & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & r \end{pmatrix}$$

この場合、 r は知られた基準信号波形の列ベクトルであり、かつ Y^H はYのエルミート変換である。

【0078】前記基準信号プロセッサ回路804(図8)は基準信号の相関マトリクスRを次のように計算しかつ記憶する。

【数2】

$$R = \sum_i s_i s_i^H$$

この場合 s_i はi番目のアンテナから受信された基準信号であり、かつ s_i^H はi番目のアンテナから受信された基準信号のエルミート変換である。

【0079】重みベクトル選択回路804は次に電力信号pを最大にするためにコードブック808におけるインデックスの各々に対し計算を行ない、この場合pは次のように表わされる。

【数3】

$$p = \mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}$$

この場合、 \mathbf{w} は候補の重みベクトルを表わし、かつ \mathbf{w}^H は候補の重みベクトルのエルミート変換を表わす。 p の最大の値を生じる重みのインデックスがこのようにして選択される。選択された重みベクトルのインデックスは次に前記2進フォーマットおよび符号化回路812を介してハンドセットに送信される。

【0080】次に選択された重みベクトルから係数が計算される。例えば、最尤シーケンスエスティメータ (Maximum Likelihood Sequence Estimator: MLSE) イコライザにおいて、イコライザ係数が次のようにしてイコライザ設定回路802において得られた設定から発生される。始めに、基準信号が選択された重みによって全てのアンテナから同時に送信されれば受信されるであろう信号の推定値である、ベクトル \mathbf{v} が次のようにして計算される。

【数4】

$$\mathbf{v} = \sum_i s_i \mathbf{w}_i^*$$

この場合、 \mathbf{w}_i は選択された重みベクトルの i 番目のエレメントである。イコライザ設定がそこから抽出されるチャネル推定値 \mathbf{h} が次のように計算される。

【数5】

$$\mathbf{h} = (\mathbf{X} \mathbf{v}) \otimes \mathbf{m}$$

この場合、 \mathbf{m} は送信通信装置におけるフィルタ (図示せず) の変調インパルス応答であり、かつ \otimes の中に \times を有する記号はコンボリューションを表わす。

【0081】このベクトル \mathbf{h} は当業者に知られているように、イコライザ設定がその後に適切な方法で抽出されるシンボルタイミング同期のために使用されている。できるだけ多くの量を予め計算することにより複雑さが最小にされる。

【0082】ある情報パケットに対するイコライザ設定は該情報パケットに対する重みベクトルの選択と同時に見い出される。いくつかの状況では、フィードバック経路にかなりの遅延があるかもしれない。これは重みベクトル選択およびイコライザ設定の精度の双方に影響を与える。別の方法では、1つのパケットに対するイコライザ設定は次の情報パケットに対する重みベクトルを得るために使用される基準信号から検出される。これはイコライザ設定の確立の遅延を低減し、かつ重み選択およびイコライザ設定が独立である場合に可能である。

【0083】オーバーヘッドを最小にする基準信号は上に示されたインパルス $(\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1}$ が十分に調整された (well conditioned) ような特性を備えた変調データの一部である。図12に示されるように、基準信号は充分な間隔をもって時間的に分離されマルチパス遅延を可能にする。基準信号の始めおよび終りはランブ期間によって特徴付けられ、したがって、今日のTDMAシステムのバーストの場合と同様の方法で、電力が瞬時に変化しないよう構成される。

【0084】他の実施形態では、前記重みベクトルはイコライザ設定と組合わせて検出される。この方法はまた、通信装置101がベースである場合に生じる傾向にあるオーバーヘッドを最小にするために基準信号が選択される場合に適用される。この手法はイコライザの長さが該イコライザが全てのマルチパス伝搬を捕えることができないようなものである場合に望ましい。この手法は図9に示されるコントローラ回路900のアーキテクチャを使用する。コントローラ回路900はまたMLSEイコライザと共に使用できる。重みベクトル選択およびイコライザ設定回路902は次の量を使用する。

【数6】

$$\mathbf{X} = (\mathbf{Y}^H \mathbf{Y})^{-1} \mathbf{Y}^H$$

$$\mathbf{Y} = \begin{pmatrix} r & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & r & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \dots \\ \vdots & \vdots & \vdots & r & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & r \end{pmatrix}$$

この場合 \mathbf{r} は知られた基準信号波形の列ベクトルである。

【0085】これらの値は前に簡単に説明したように予め計算されかつコントローラ752に記憶される。他の知られたインパルスシーケンスは \mathbf{z} であり、これは \mathbf{z} がインパルス応答 \mathbf{m} (累乗コサインフィルタ (raised cosine filter) のような) を有する変調フィルタ (通信装置102の送信経路における、図示しない、フィルタ) によって波される場合に、結果として得られる波形が \mathbf{r} であるように規定される。コードブック808の値が使用される前に、以下の式が計算されかつ記憶される。

【数7】

$$\mathbf{a}_i = (\mathbf{X} \mathbf{s}_i) \otimes \mathbf{m}$$

$$\mathbf{R} = \sum_i \mathbf{s}_i \mathbf{s}_i^H$$

この場合 \mathbf{s}_i は i 番目のアンテナから受信される基準信号である。

インデックス = 1、

最小エラー (min_error) = 1, 000, 000, 0

p しきい値 ($p_threshold$) = 0.7 のような0.0および1.0の間の数

また、この場合、 \mathbf{c}_i は i 番目の送信アンテナからの組合わされたフィルタおよびチャネル応答の成分を表わす係数のベクトルであり、 \mathbf{m} は送信経路フィルタ (図示せず) の変調インパルス応答であり、かつ \otimes の中に \times を含む記号はコンボリューションを表わす。最小エラーに対する初期値は大きくなるよう選択される。前記 p しきい値の値は行なわなければならない計算の数を制限するよう選択される。したがって、最も高い電力測定値を有する重みのみが考慮される。前記値0.7は上部3

0%のみが考慮されることに対応する。発明者は、必ずしも最も強力な場合ではないが、信号が強い場合に最も少ないエラーが生じることを見出した。前記重みの候補 (weight candidates) のより大きな、またはより少ない割合を考慮することも可能である。

【0086】Jの候補の重みベクトルに対するコードブック計算が次に以下のようにして行なわれる。

【表5】

```

do j = 1 to J
    p =  $\underline{w}^H \underline{R} \underline{w}$  where  $\underline{w}$  is the candidate weight vector
    if p > p_threshold
        calculate "error"
        if error < min_error then
            min_error = error
            index = j
        end if
    end if
end do loop
  
```

【0087】イコライザ設定回路902は始めに電力を測定しかつ該電力が前記しきい値より上であるかを判定する。前記しきい値より上の電力測定に対し、前記重みベクトルに対して計算されたイコライザ設定を使用してエラーが計算される。MLSEイコライザに対して、該「エラー」は各々の反復の場合に次のようにして計算される。

【数8】

$$\text{候補インパルス応答 } h = \sum_i s_i w_i^*$$

$$\text{「エラー」} = |\underline{h} \otimes \underline{z} - \underline{x}| / |\underline{x}|$$

この場合 \underline{x} は次のような構成要素または成分 x_i を備えたベクトルである。

【数9】

$$x_i = \underline{w}^H s_i$$

また、 $|\cdot|$ はベクトルノルム (norm.) を表わし、 \underline{h} はシンボルタイミング同期プロセスの間に \underline{h} から抽出される候補のイコライザ設定を表わし、該同期プロセスはすでに述べたようにイコライゼーションの技術に習熟したものには知られており、かつ w_i^* は w_i の複素共役である。このプロセスは、受信信号の電力を最大にする重みを検出することに対して、エラーを最小にする \underline{h} および \underline{w} の値を決定することにより品質レベルを最大にする。前記「エラー」はイコライザによ

って出力される信号の品質推定値 (quality estimate) である。

【0088】前記選択された重みベクトルのインデックスが次に2進フォーマットおよび符号化回路812によってハンドセットに送信するために処理される。前記イコライザ設定はイコライザ820における係数を設定するために使用される。

【0089】図10は、4つの送信アンテナを備えた図8のシステムの性能を、2シンボル遅延拡散または広がりチャネルおよび歩行者の速度で、GSM形システムに対するアレイのない場合と比較して示す。このグラフはビットエラー率 (BER) 対デシベル (dB) でのノイズ電力密度に対するビットごとのエネルギーの比率 (E_b/N_0) を示す。カーブ1000はアレイのないエラー保護コーディングのない性能であり、かつアレイを備えた対応する符号化なしの (uncoded) 性能であるカーブ1002と比較されるべきである。7dBのオーダの利得が達成され、これは移動無線システム内で通話時間または容量の非常に大きな増大を可能にする。カーブ1001はアレイのないエラー保護コーディングによる性能であり、かつアレイを備えた対応する符号化性能であるカーブ1003と比較されるべきである。この場合も同様に7dBのオーダの利得が達成される。基準信号および重み特定子 (weight specifier) の双方に関するオーバーヘッドの節約は、コードブック、機構に対して、より伝統的な基準信号設計および重みベクトル量子化に対して20%より大きい。

【0090】図11は、アレイ設定およびイコライザ設定を独立に推定することが適切でない特定の場合における図9のコントローラ方法の性能を図8のものと比較して示す。カーブ1005は図8の方法に対するエラー保護コーディングなしの性能を表わし、これは図9の方法に対する符号化なしの性能を表わすカーブ1006と比較されるべきである。カーブ1007は図8の方法に対するエラー保護コーディングを備えた性能を表わし図9の方法に対する符号化された性能を表わすカーブ1008と比較されるべきである。この場合、図9の回路は良好な信号状態で性能上の利点を提供する。

【0091】

【発明の効果】以上のように、本発明によれば、アンテナアレイに対する送信経路重みが送信経路の利得を改善するために調整されることがわかる。送信経路重みは受信通信装置と独立に設定できる。あるいは、受信通信装置は送信通信装置から受信された基準信号に基づき重みを選択できる。コードブックを使用して重みを選択するプロセスを容易に可能とすることができる。受信通信装置がイコライザを含む場合は、イコライザの設定および重みは同じ基準信号から計算でき、それによって送信オーバーヘッドを最小にすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】アンテナアレイを有する通信装置を含む通信システムを示すブロック回路図である。

【図2】図1と同様の、しかしながら図1の送信経路に対する送信経路重み回路をより詳細に示すブロック回路図である。

【図3】アンテナアレイを有する通信装置における送信経路利得を設定する方法を示すフローチャートである。

【図4】アンテナアレイを有する通信装置における送信経路利得を設定する方法を示すフローチャートである。

【図5】図4にしたがって動作する通信装置と通信している通信装置の動作方法を示すフローチャートである。

【図6】通信装置間で送信される信号説明図である。

【図7】アンテナアレイを有する2つの通信装置を含む通信システムを示すブロック回路図である。

【図8】受信経路にイコライザを有する通信装置において使用するためのコントローラを示す電気回路図である。

【図9】受信経路にイコライザを有する通信装置において使用するための別のコントローラを示す電気回路図である。

【図10】GSM形式のシステムに対しアレイのない場合と比較して4つの送信アンテナを備えた図8のシステム

* ムの性能を示すグラフである。

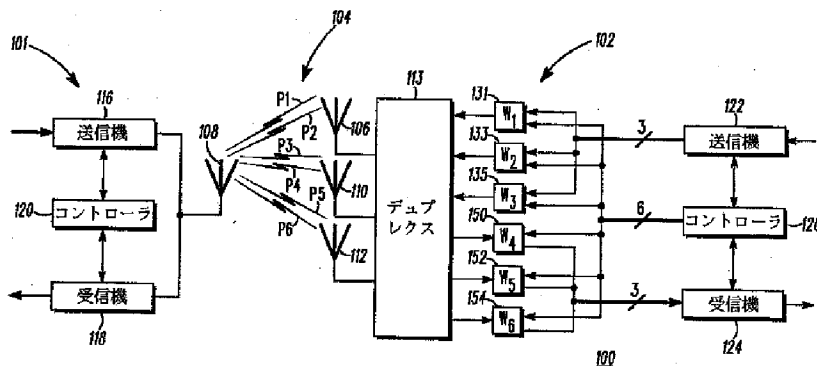
【図11】図8のものと比較して図9のコントローラの方法の性能を示すグラフである。

【図12】イコライザが受信経路において使用される場合の基準信号を示す信号説明図である。

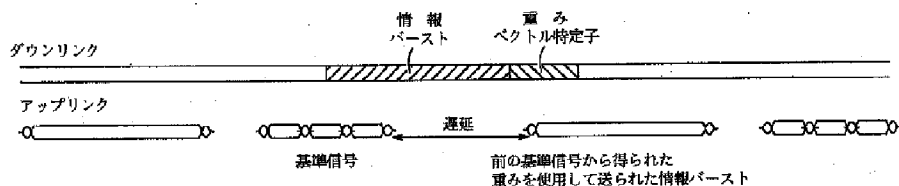
【符号の説明】

100 通信システム
101, 102 通信装置
108, 106, 110, 112 アンテナ
113 デュプレクス回路
116 送信機
118 受信機
120 コントローラ
122 送信機
124 受信機
126 コントローラ
131, 133, 135 送信経路重み回路
150, 152, 154 受信経路重み回路
160 メモリ
230, 232, 234 位相シフト回路
236, 238, 240 可変利得増幅器
250, 252, 254 スイッチ

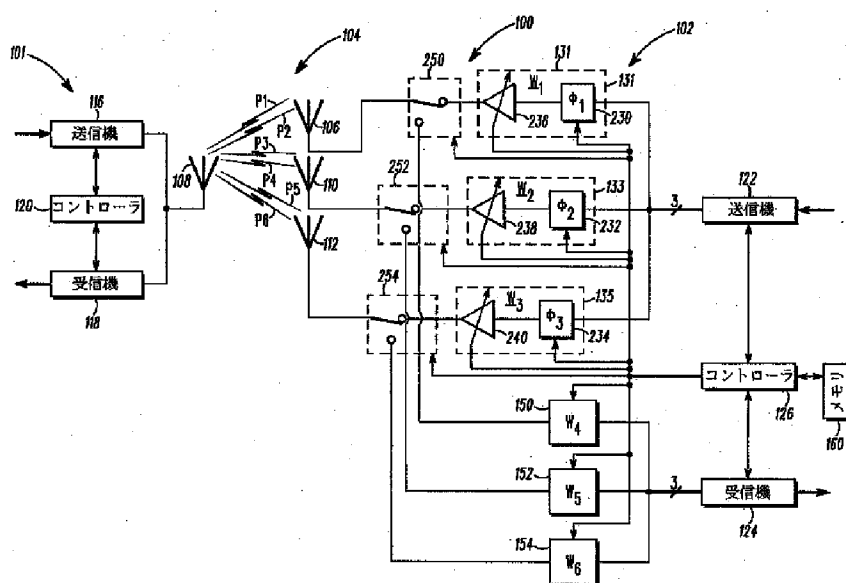
【図1】



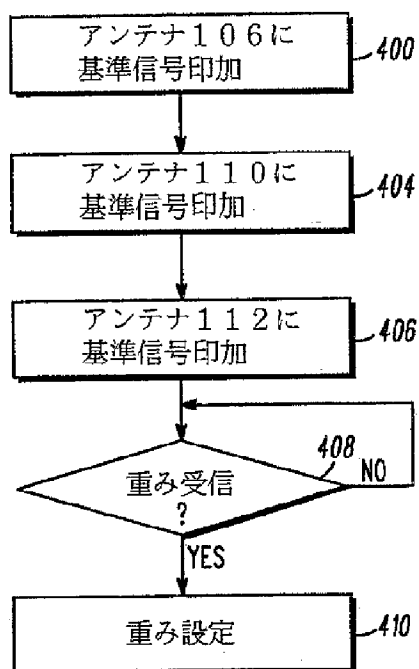
【図6】



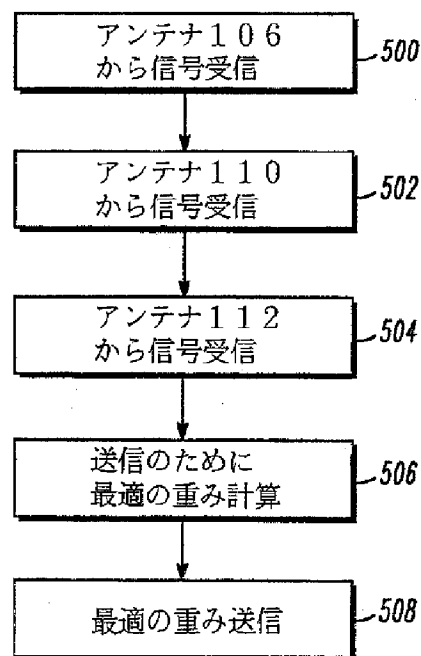
【図2】



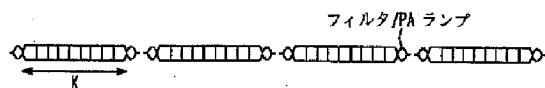
【図4】



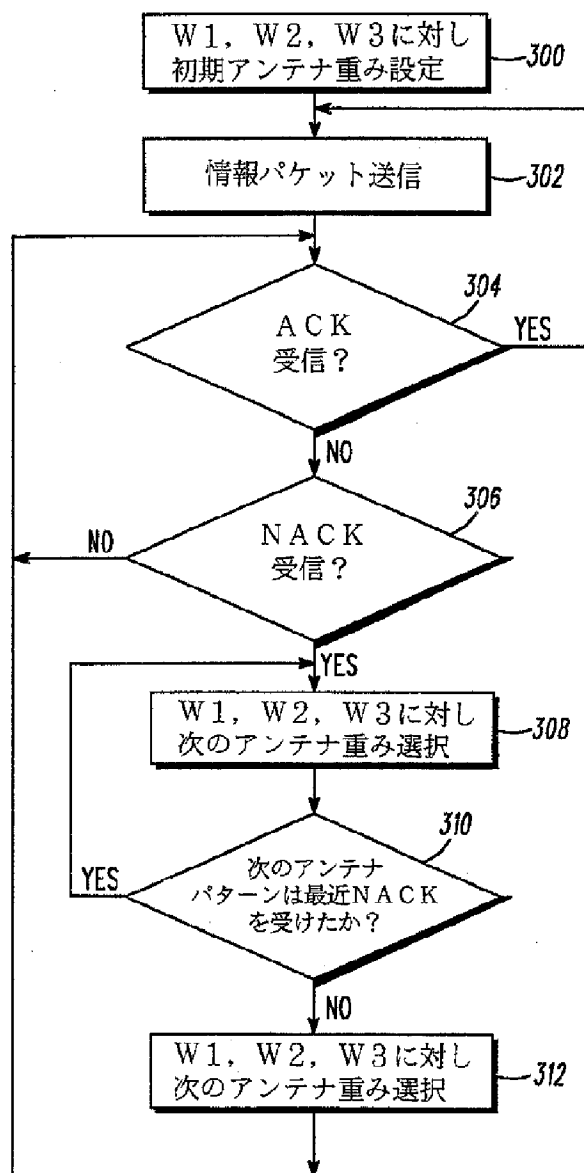
【図5】



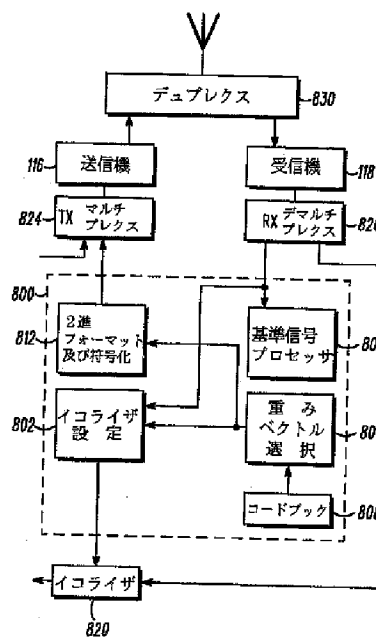
【図12】



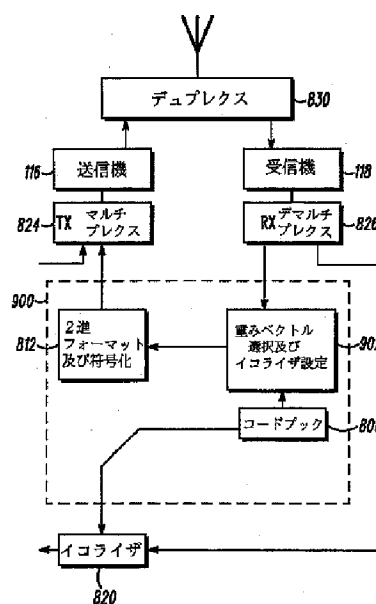
【図3】



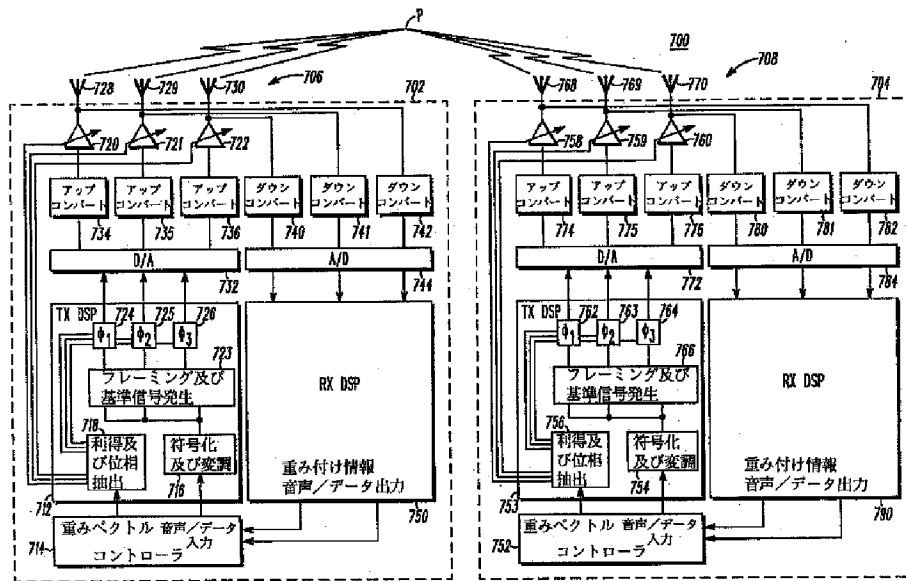
【図8】



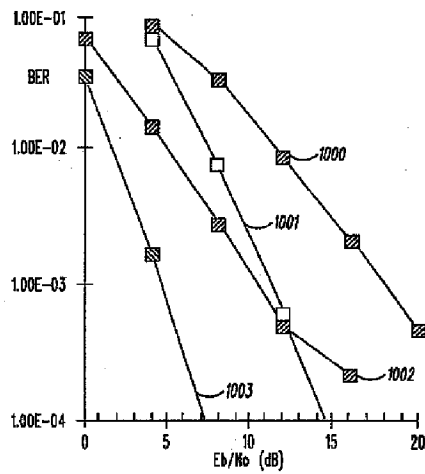
【図9】



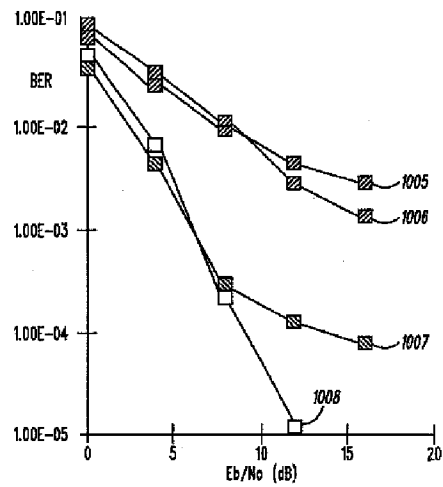
【図7】



【図10】



【図11】





US005999826A

United States Patent [19]

Whinnett

[11] Patent Number: 5,999,826

[45] Date of Patent: Dec. 7, 1999

[54] DEVICES FOR TRANSMITTER PATH WEIGHTS AND METHODS THEREFOR

[75] Inventor: Nicholas Whinnett, Paris, France

[73] Assignee: Motorola, Inc., Schaumburg, Ill.

[21] Appl. No.: 08/855,173

[22] Filed: May 13, 1997

[30] Foreign Application Priority Data

May 17, 1996 [GB] United Kingdom 9610357
May 17, 1996 [GB] United Kingdom 9610428

[51] Int. Cl.⁶ H04B 1/38

[52] U.S. Cl. 455/562; 455/69

[58] Field of Search 455/67.3, 69, 65,
455/63, 504, 103, 276.1, 277.1, 277.2,
88, 102, 101, 272, 24, 562, 68; 342/378,
380, 383

[56] References Cited

U.S. PATENT DOCUMENTS

4,217,586 8/1980 McGuffin 342/380
4,495,468 1/1985 Giger .
4,752,969 6/1988 Rilling 455/278.1
4,797,947 1/1989 Labedz 455/422
5,093,842 3/1992 Gimlin et al. 375/227
5,117,236 5/1992 Chang et al. .
5,218,359 6/1993 Minamisono 342/383
5,274,844 12/1993 Harrison et al. 455/25
5,307,400 4/1994 Sawyer et al. .
5,420,914 5/1995 Blumhardt .
5,471,647 11/1995 Gerlach et al. .
5,473,630 12/1995 Penzias et al. .
5,526,400 6/1996 Nguyen .

5,613,213 3/1997 Naddell et al. .
5,628,052 5/1997 DeSantis et al. 455/562
5,630,208 5/1997 Enge et al. 455/65
5,634,199 5/1997 Gerlach et al. 455/63
5,659,601 8/1997 Cheslog .
5,684,861 11/1997 Lewis et al. .
5,745,858 4/1998 Sato et al. 455/562
5,752,168 5/1998 Monot et al. 455/67.3
5,764,741 6/1998 Barak .
5,767,806 6/1998 Watanabe et al. 342/373
5,799,071 8/1998 Azar et al. .
5,809,020 9/1998 Bruckert et al. 370/335
5,812,542 9/1998 Bruckert et al. 370/335

FOREIGN PATENT DOCUMENTS

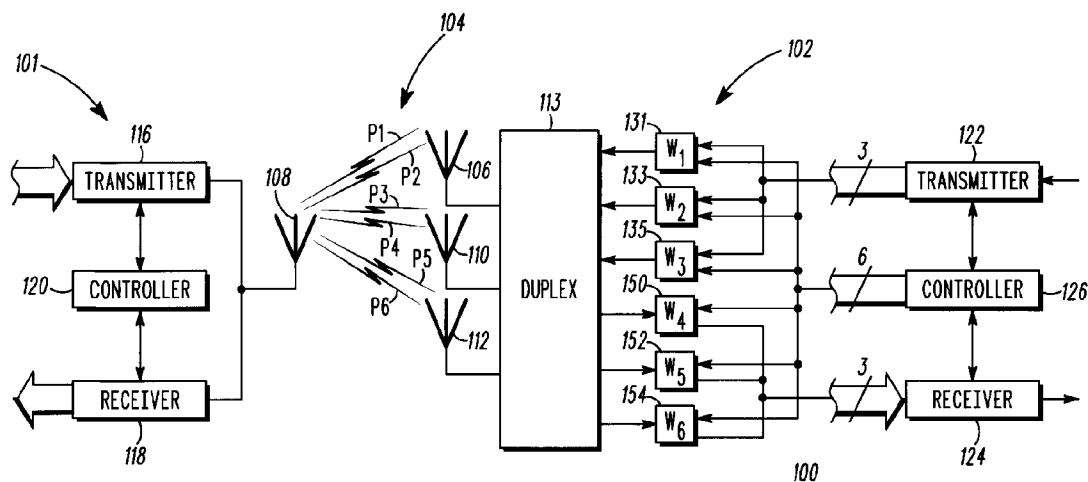
62002755 1/1987 Japan .
8079307 3/1996 Japan .
2294844 5/1996 United Kingdom .
WO 9409568 4/1994 WIPO .
WO94/28683 12/1994 WIPO .

Primary Examiner—Reinhard J. Eisenzopf
Assistant Examiner—Charles N. Appiah
Attorney, Agent, or Firm—Heather L. Creps

[57] ABSTRACT

A receiving communication device (101) receives a reference signal transmitted through at least one of the antennas (106, 110, 112) of an antenna array of a transmitting communication device (102). The receiving communication device determines a weight to be associated with the at least one of the antennas, and transmits weight information to the transmitting communication device. The transmitting communication device adjusts the weight associated with the at least one of the antennas according to weight information received from the receiving communication device.

16 Claims, 9 Drawing Sheets



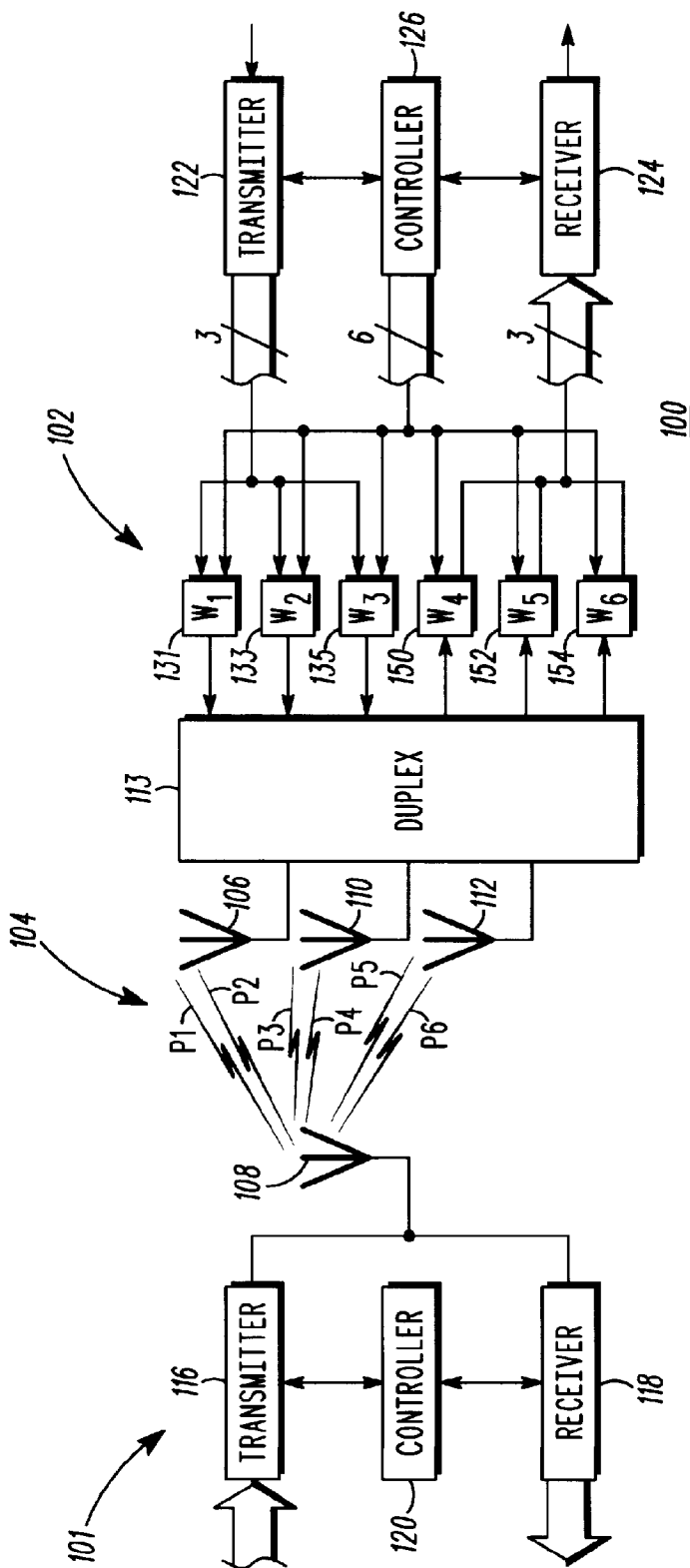


FIG. 1

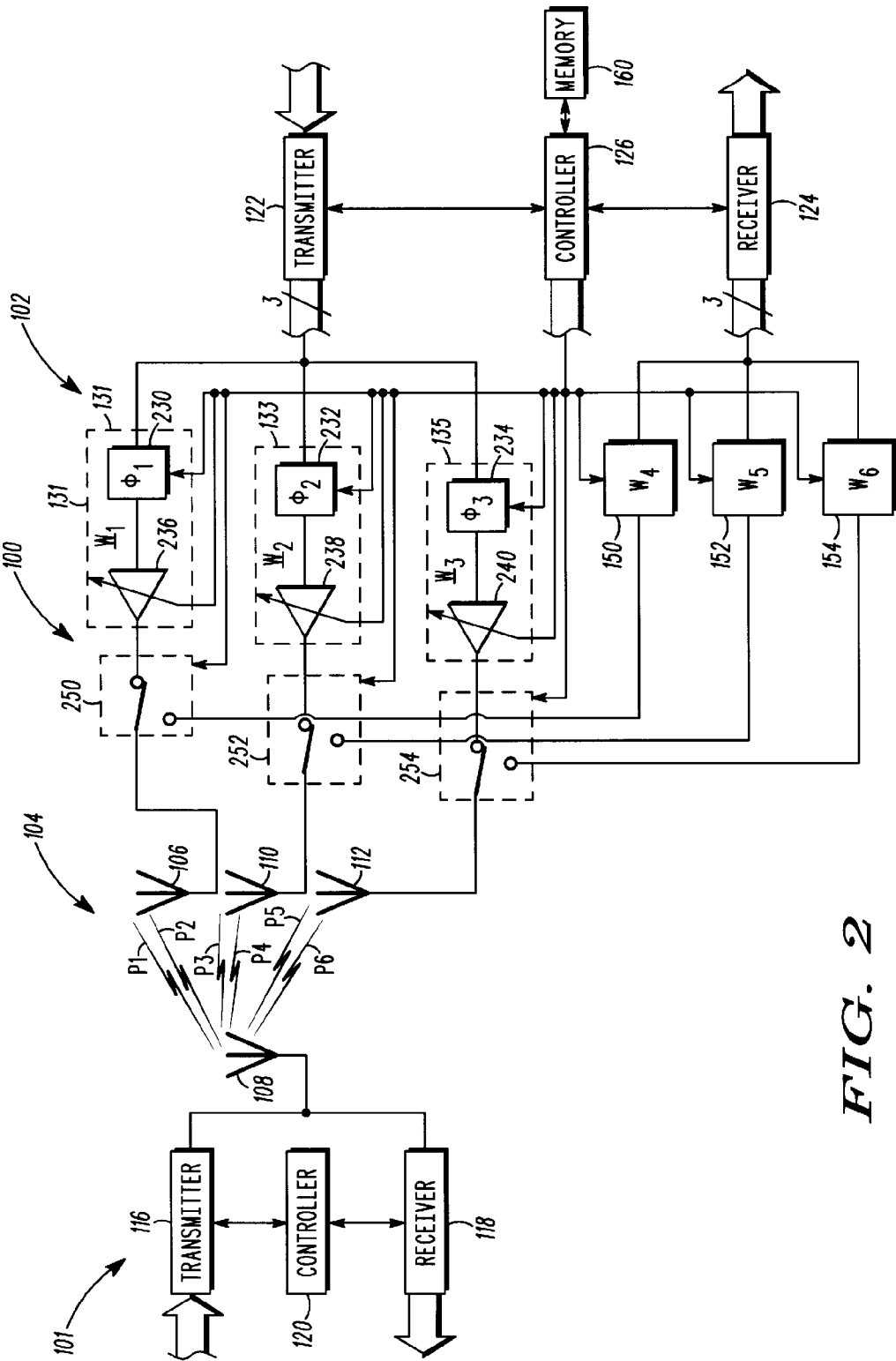
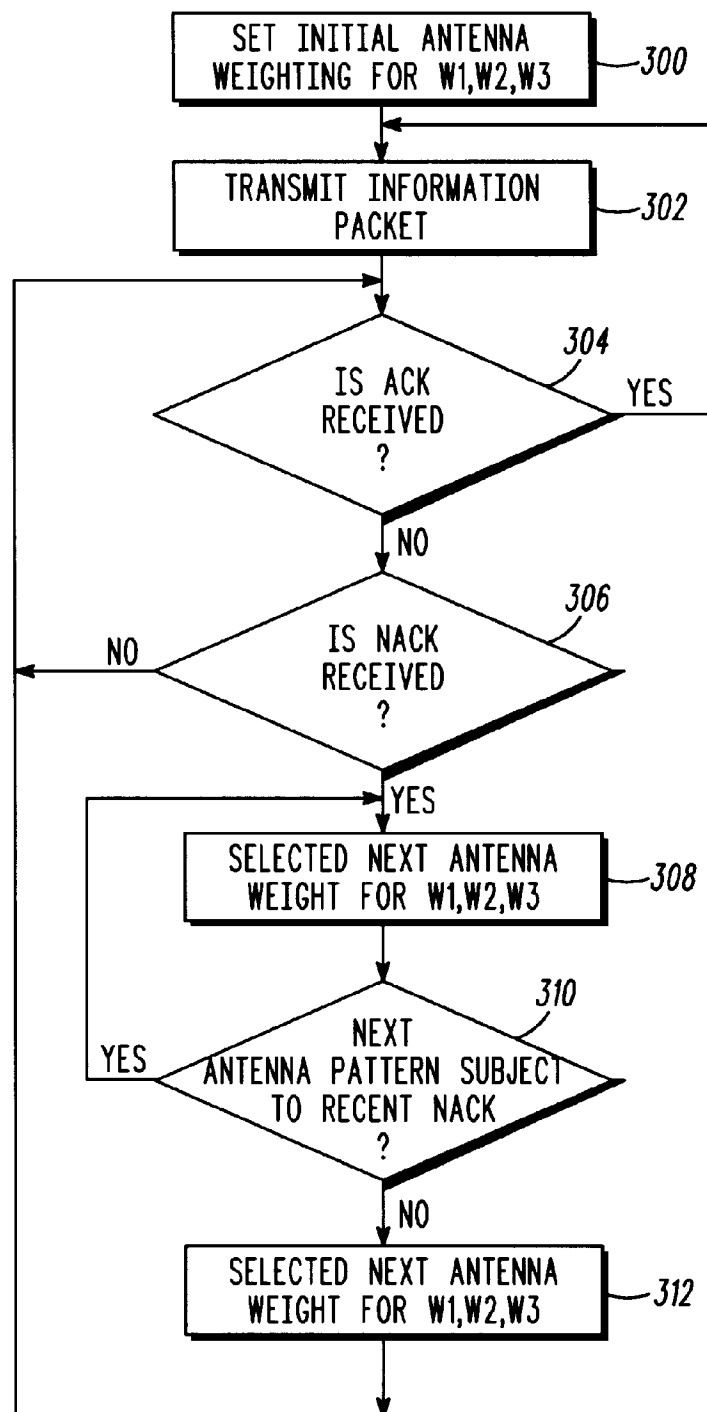
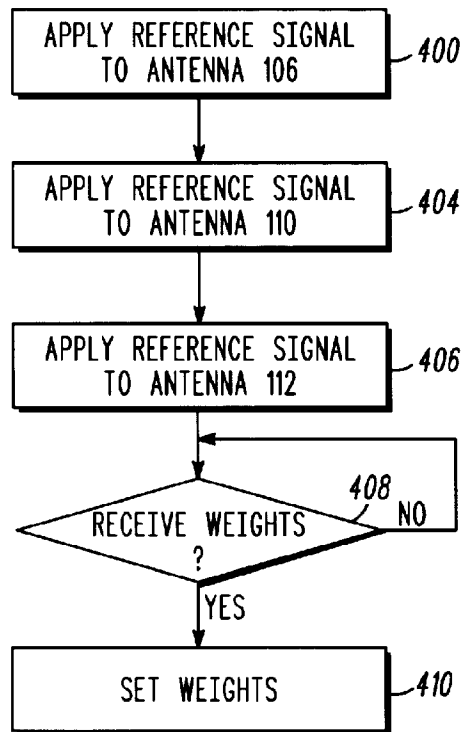
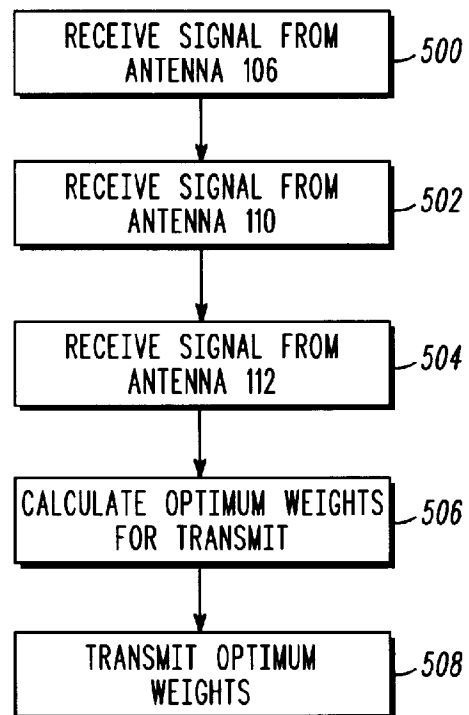


FIG. 2

**FIG. 3**

**FIG. 4****FIG. 5**

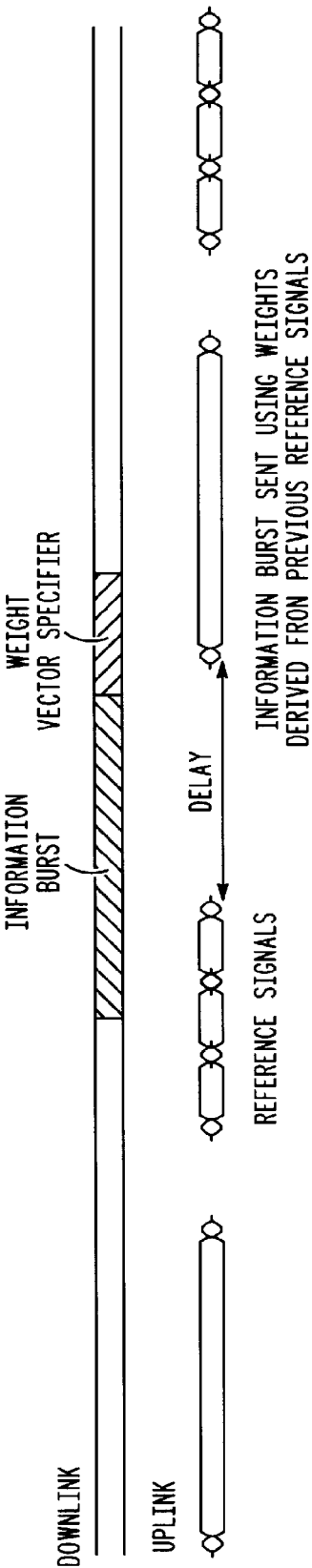
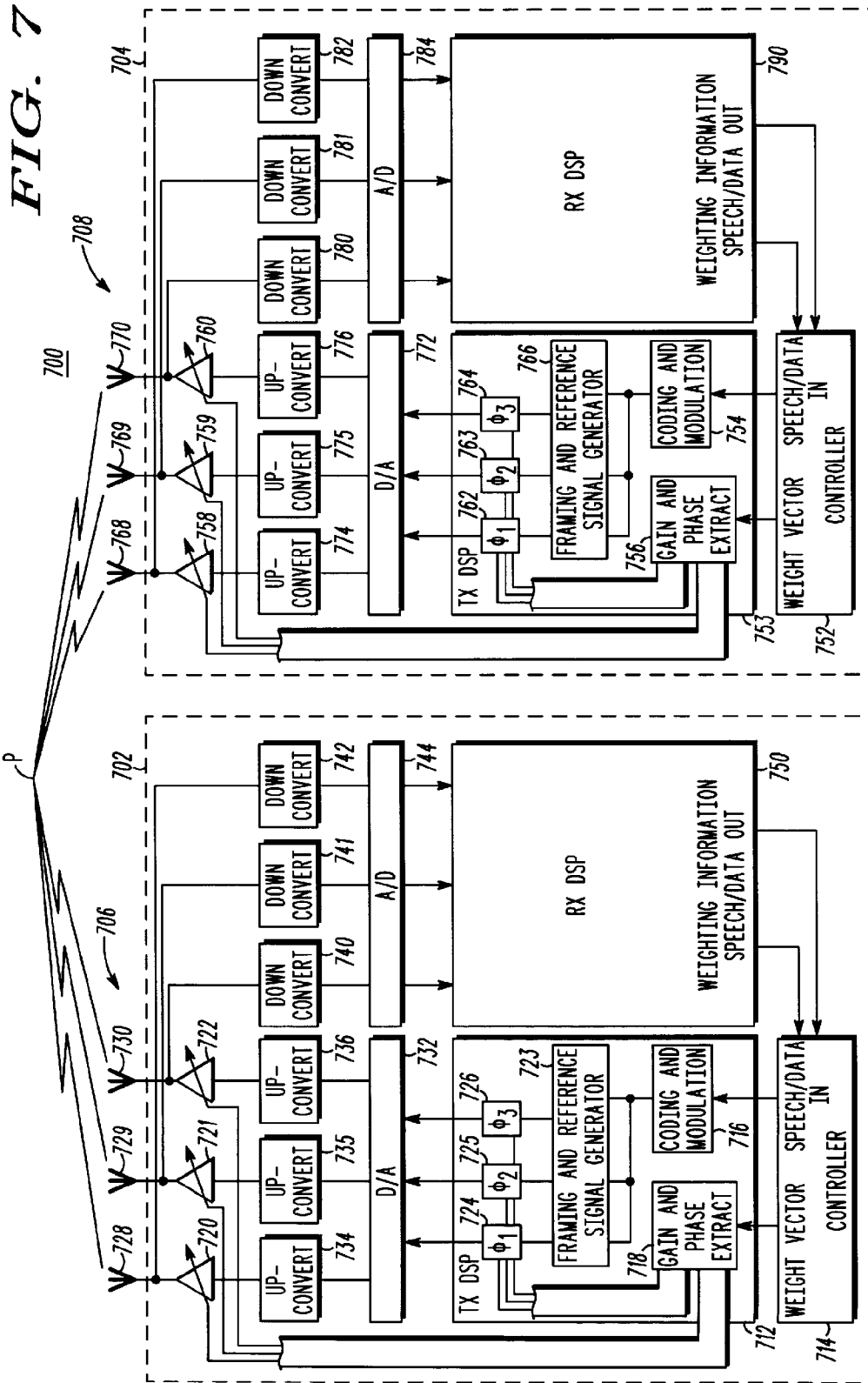
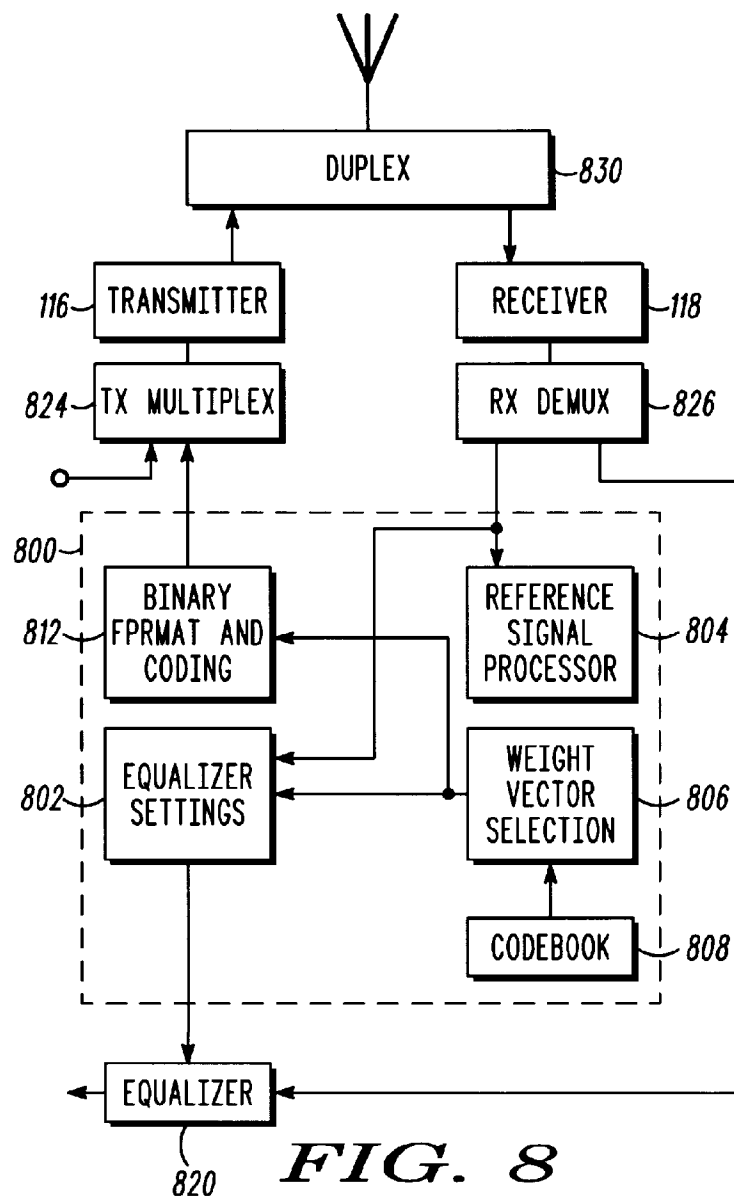
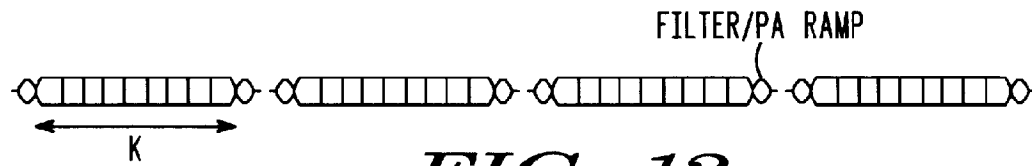
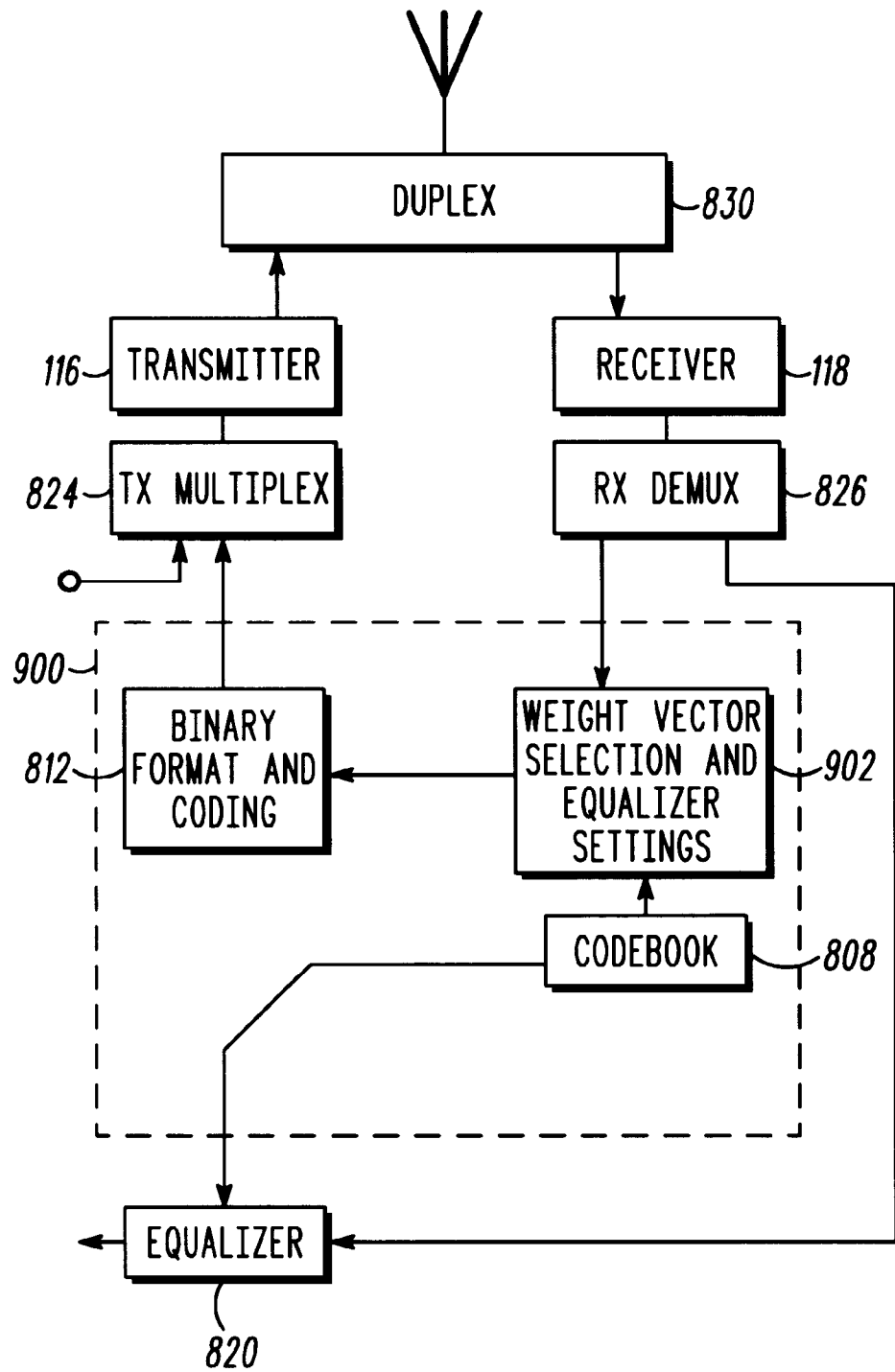
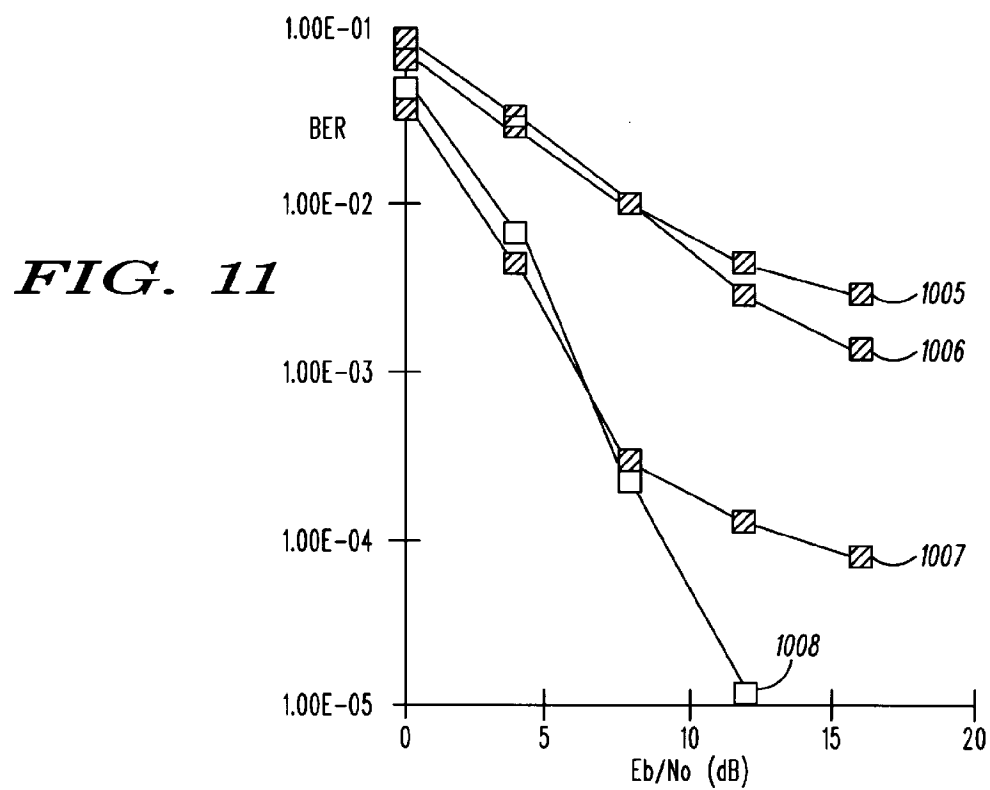
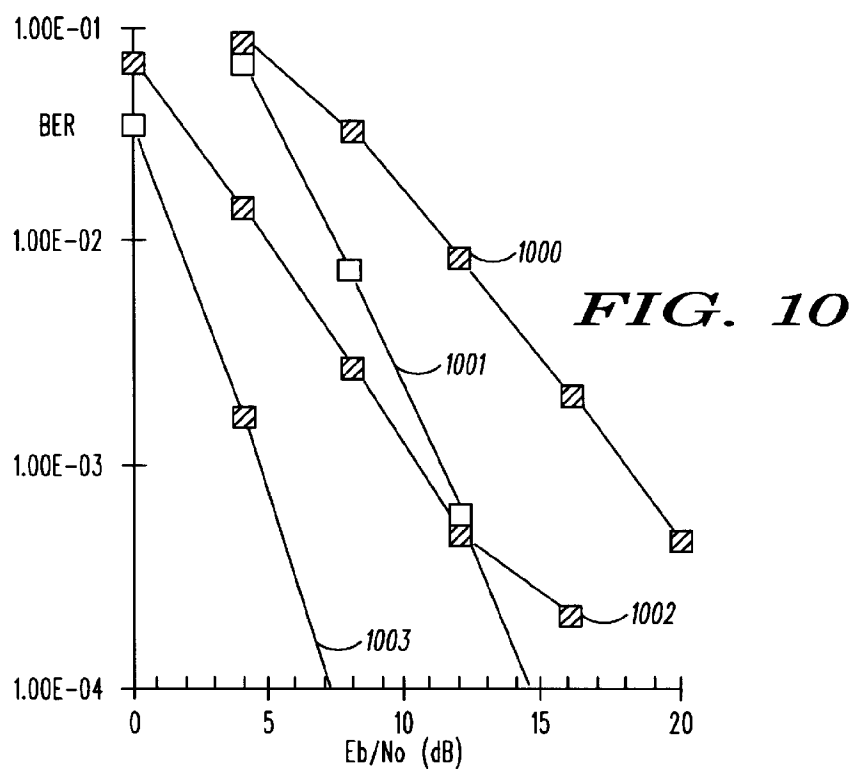


FIG. 6





**FIG. 9**



DEVICES FOR TRANSMITTER PATH WEIGHTS AND METHODS THEREFOR

FIELD OF THE INVENTION

The present invention pertains to antenna arrays.

BACKGROUND OF THE INVENTION

Antenna arrays have a plurality of antennas used to communicate radio frequency (RF) signals through wireless communication links. Antenna arrays provide improved performance relative to a single antenna by providing a better antenna pattern for a coverage area.

Even with an antenna array to provide an improved antenna pattern, signals communicated between communication devices are subject to interference. Buildings, hills and other objects produce multipath wave propagation, and communication devices and energy sources introduce noise, resulting in errors in the signals communicated between communication devices.

To reduce these errors, techniques have been developed to optimise the receive path of a communication device employing an antenna array. By varying the weight of the signals detected by each of the individual antennas in the array, it is possible to vary the antenna pattern to better detect signals from a particular direction or to arrange for non-destructive combination of multipath signals. These techniques adjust the weights of the antenna array signals to maximise the receive path gain by measuring the output of a receiver. However, the weights derived for the receive path does not provide optimum weights for the transmit path.

Accordingly, it is desirable to provide improved antenna array weights for a transmitter.

SUMMARY OF THE INVENTION

A communication device includes weight circuits connected between antennas of an antenna array and a transmitter. A controller is coupled to the weight circuits and controls the transmitter to transmit a reference signal through at least one of the antennas and adjusts the weight associated with the at least one of the antennas according to weight information received from another communication device whereby the transmit path can be varied according to reference signal transmitted through the at least one antenna.

Another embodiment of the invention includes a receiving communication device receiving a signal transmitted through each of a plurality of antennas in a transmitting communication device. Circuitry calculates at least one weight for the transmitter path of the other communication device from the reference signal received from each antenna. The at least one weight is communicated to the other communication device.

A method of operating the transmitting communication device is also disclosed. A method of operating the receiving communication device is also disclosed.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWING

FIG. 1 is a circuit schematic in block diagram form illustrating a communication system including a communication device having an antenna array.

FIG. 2 is a circuit schematic in block diagram form similar to FIG. 1 but illustrating in greater detail the transmit path weight circuits for the transmission path of FIG. 1.

FIG. 3 is a flow chart illustrating a method of setting the transmit path gains in a communication device having an antenna array.

FIG. 4 is a flow chart illustrating a method of setting the transmit path gains in a communication device having an antenna array.

FIG. 5 is a flow chart illustrating a method of operating a communication device in communication with a communication device operating according to FIG. 4.

FIG. 6 is a signal diagram for signals transmitted between communication devices.

FIG. 7 is a circuit schematic in block diagram form illustrating a communication system including two communication devices having antenna arrays.

FIG. 8 is a circuit diagram illustrating a controller for use in a communication device having an equaliser in the receive path.

FIG. 9 is a circuit diagram illustrating an alternate controller for use in a communication device having an equaliser in the receive path.

FIG. 10 illustrates the performance of the system of FIG. 8 with 4 transmit antennas compared to the case with no array for a GSM type system.

FIG. 11 illustrates the performance of the controller method of FIG. 9 compared to that of FIG. 8.

FIG. 12 is a signal diagram illustrating the reference signal when an equaliser is used in the receive path.

DESCRIPTION OF THE PREFERRED EMBODIMENT

A communication system **100** (FIG. 1) includes a communication device **101** and a communication device **102** that communicate over communication link **104**. Communication device **101** can be a wireless modem (modulator/demodulator), a cellular radiotelephone, a cordless radiotelephone, a two-way radio, a pager, a base, or any other communication device. The communication device **102** is a complementary communication device to communication device **101**, and can be a wireless modem (modulator/demodulator), a cellular radiotelephone, a cordless radiotelephone, a two-way radio, a pager, a base, or any other communication device. As used herein, "communication device" refers to each of these and their equivalents.

The communication link **104** is a radio frequency wireless link which may be subject to multipath propagation. Thus, paths **P1** and **P2** represent two signal paths between a first antenna **106** of communication device **102** and an antenna **108** of communication device **101**. Communication paths **P3** and **P4** extend between an antenna **110** and antenna **108**. Communication paths **P5** and **P6** extend between an antenna **112** and antenna **108**. It will be recognised that the actual number of communication paths between any one of the antennas **106**, **110**, and **112** and antenna **108** can be fewer or greater than two.

Communication device **101** includes a transmitter **116** and a receiver **118** connected to antenna **108**. The transmitter **116** and receiver **118** are controlled by a controller **120**. The transmitter **116** is implemented using any suitable commercially available transmitter for wireless communications. The receiver **118** is implemented using any suitable commercially available receiver for wireless communications. The controller **120** is implemented using a microprocessor, a digital signal processor (DSP), a programmable logic unit (PLU), or the like. The transmitter **116** and the receiver **118** are connected to antenna **108** to transmit and receive signals via the antenna.

The communication device **102** includes a transmitter **122**, a receiver **124** and a controller **126**. The controller **126**

can be implemented using a microprocessor, a digital signal processor, a programmable logic unit, a computer or the like. The controller 126 controls the operation of transmitter 122 and receiver 124. Transmitter 122 is implemented using any suitable commercially available transmitter for wireless communications. The receiver 124 is implemented using any suitable commercially available receiver for wireless communications.

An output of the transmitter 122 is connected to transmit path weight circuits 131, 133 and 135. Each of the transmit path weight circuits is in turn connected to a respective one of antennas 106, 110 and 112 via a duplex circuit 113. The transmit path weight circuits weight the signals output by the transmitter according to a control signal received from controller 126. The signal output by the transmitter can be connected to the transmit path weight circuits 131, 133 and 135 by respective conductors, such that each receives a respective signal, or by a common conductor, such that the transmit path weight circuits all receive the same signal.

The input of the receiver 124 is connected to the output of the receive path weight circuits 150, 152 and 154. Each of the receive path weight circuits receives a respective signal from a respective one of the antennas 106, 110 and 112 input through duplex circuit 113.

The duplex circuit 113 can be implemented using any suitable duplex device, a switch circuit, a filter, or the like. The duplex circuit 113 connects the antennas to the transmit and receive paths to provide full duplex or half duplex operation.

The transmit path weight circuits 131, 133 and 135 are shown in greater detail in FIG. 2. The transmit path weight circuit 131 includes a phase shift circuit 230 and a variable gain amplifier 236. The transmit path weight circuit 133 includes a phase shift circuit 232 and a variable gain amplifier 238. The transmit path weight circuit 135 includes a phase shift circuit 234 and a variable gain amplifier 240. A fixed gain amplifier can be substituted for the variable gain amplifier if the weights only require changes in the phase of the signal. Each of the phase shift circuits 230, 232 and 234 is independently controlled, such that the antennas have independent phase signals input thereto. Each of the amplifiers is controlled independently by controller 126. Other means of adjusting the gain and phase of the signals will be recognised by those skilled in the art. For example, the signal level can be adjusted in a digital signal processor under software control and output through a constant gain amplifier.

The variable gain amplifiers 236, 238 and 240 are each selectively connected through a respective switch 250, 252, and 254 to a respective antenna 106, 110, and 112. The switches are connected to controller 126 to receive a transmit/receive indication signal therefrom. In the transmit mode, the switches are connected as shown in FIG. 2. In the receive mode, the antennas 106, 110 and 112 are connected to the receive path weight circuits 150, 152 and 154.

The receive path weight circuits 150, 152 and 154 each receive a control signal from controller 126. Each of the receive path weight circuits is individually controlled. The output of the receive path weight circuits 150, 152 and 154 are input to receiver 124. Controller 126 adjusts weighting factors W4, W5 and W6 according to known algorithms. Generally, the controller 126 is responsive to the output of receiver 124 to adjust each of the coefficients W4, W5 and W6 to optimise the receive signal quality. The receive signal path is typically optimised by maximising the received magnitude or power or by maximising an estimate of the ratio of wanted signal to noise plus interference.

Controller 126 generates phase signals for the phase shift circuits 230, 232 and 234, and controls the gain of variable gain amplifiers 236, 238 and 240 according to predetermined values stored in a memory 160. The following tables, or "codebook" as used herein, are weights for the transmit paths including three antennas 106, 110 and 112. The gain and phase together with the equivalent complex notation are given. In these examples, $\alpha=1/\sqrt{6}$ and $\gamma=1/\sqrt{3}$. With 16 vectors, the memory 160 stores the following values for the three antennas, with the index, or vector number, on the left column and the weights W1, W2 and W3 for the three transmit path weight circuits 131, 133, and 135 in the other columns:

| Vector Number | w ₁ (gain, phase) | w ₂ (gain, phase) | w ₃ (gain, phase) |
|---------------|------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|
| 0 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ |
| 1 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 2 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ |
| 3 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ |
| 4 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 5 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 6 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ |
| 7 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ |
| 8 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ |
| 9 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 10 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ |
| 11 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ |
| 12 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ |
| 13 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 14 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ |
| 15 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ |

This table represents phase shifts only. This means that the phase of the transmit signal will be adjusted and the gain of the variable gain amplifiers 236, 238 and 240 will not be adjusted. For digital phase adjustment implementation, the complex baseband digital signal is multiplied by the above complex numbers. Since there are 24 vectors, four bits are required to specify the index to a vector.

A larger table of values can be employed. The following Table 2 provides 31 weight combinations.

TABLE 2

| Vector Number | w ₁ (gain, phase) | w ₂ (gain, phase) | w ₃ (gain, phase) |
|---------------|------------------------------------|---------------------------------------|---------------------------------------|
| 0 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ |
| 1 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 2 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ |
| 3 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ |
| 4 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ |
| 5 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 6 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ |
| 7 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ |
| 8 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ |
| 9 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 10 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ |
| 11 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ |
| 12 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha-j\alpha(\gamma, -135^\circ)$ |
| 13 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $-\alpha+j\alpha(\gamma, 135^\circ)$ |
| 14 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha-j\alpha(\gamma, -45^\circ)$ |
| 15 | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ | $\alpha+j\alpha(\gamma, 45^\circ)$ |
| 16 | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ |
| 17 | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ |
| 18 | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $-\beta, +j0(\beta, 180^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ |
| 19 | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0-j0(0, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ |
| 20 | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ |
| 21 | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ |
| 22 | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ | $-\beta-j0(\beta, 180^\circ)$ |
| 23 | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0+j0(0, 0^\circ)$ | $0-j0(0, 0^\circ)$ |
| 24 | $0+j0(0, 0^\circ)$ | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ |
| 25 | $0+j0(0, 0^\circ)$ | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $-\beta-j0(\beta, 180^\circ)$ |

TABLE 2-continued

| Vector Number | w_1 (gain, phase) | w_2 (gain, phase) | w_3 (gain, phase) |
|---------------|-------------------------|----------------------------|-----------------------------------|
| 26 | $0+j0$ (0, 0°) | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0^\circ j\beta(\beta, 90^\circ)$ |
| 27 | $0+j0$ (0, 0°) | $\beta+j0(\beta, 0^\circ)$ | $0-j\beta(\beta, -90^\circ)$ |
| 28 | $1+j0$ (γ , 0°) | $0+j0(0,0^\circ)$ | $0+j0(0,0^\circ)$ |
| 29 | $0+j0$ (0, 0°) | $1+j0(\gamma, 0^\circ)$ | $0+j0(0,0^\circ)$ |
| 30 | $0+j0$ (0, 0°) | $0+j0(0, 0^\circ)$ | $1+j0(\gamma, 0^\circ)$ |

In this table, $\beta=1/\sqrt{2}$, and the gains and phases are both adjusted with the transmit path to some of the antennas sometimes being completely disabled where the gain values are 0. Five bits (25 different vectors) are required to specify an index to a vector. The tables are provided by way of example, and are not exhaustive. Tables having other sizes can be defined, and different tables with the same number of entries can be used.

Each of the gain and phase values produces a different antenna pattern. By changing the gains of the variable gain amplifier, and the phases, the antenna pattern can be changed. By changing the antenna pattern, the antenna array can provide better performance to remote communication devices located in different geographic locations within the coverage area of a base, or better position a remote communication device to communicate with a base station.

In operation, the controller 126 sets the weights of the transmit path W1, W2, and W3 according to predetermined values upon initially establishing a communication link with communication device 101, as indicated in block 300 (FIG. 3). For example, the initial weights can be the last weights W1, W2 and W3 from the previous connection, the initial weights can be the weights corresponding to the antenna pattern having the widest coverage area, or the weights W4, W5 and W6 calculated for the receive path can be used as the initial weights W1, W2, and W3 for the transmit path. The antenna weights can set the gains of variable gain amplifiers 236, 238, and 240 and the phases of phase shift circuits 230, 232 and 234, or only the phases of the phase shift circuits can be set.

During communication, information packets are transmitted by transmitter 122 to communication device 101, as indicated in block 302. The other communication device 101 receives the signals transmitted from transmitter 122 and transmits back an acknowledgement signal (ACK) or a non-acknowledgement signal (NACK), depending upon whether the signal was received accurately, as is known in the art. Typically a checksum or cyclical redundancy check (CRC) data is transmitted with each information packet. If the CRC or checksum is not produced from the information packet actually received, the NACK signal is transmitted to receiver 124.

If the controller 126 receives an acknowledgement signal, as detected in block 304, the next information packet is transmitted. If an error signal, such as a NACK, is received from communication device 101, as detected at block 306, the controller 126 selects new antenna weights W1, W2, and W3, in block 308. This changes weights W1-W3 such that the antenna pattern is altered. The new weights can be the weights associated with the next Vector Number in the codebook stored in memory 160, as represented in Tables 1 or 2.

The controller 126 determines whether the next antenna pattern is one that was recently subject to an error signal from the other communication device 101 (e.g., a NACK was received from the other communication device when the

new antenna weights was last employed), in decision block 310. A predetermined time period can be set in the controller 126. The controller 126 will not permit weights to be selected if it was subject to an error signal within this predetermined time period. This prevents the controller 126 from rapidly cycling through patterns when the connection quality is such that none of the weights provides an error free connection.

If an error message was received, the controller 126 controls transmitter 122 to retransmit the information, in decision block 312. The controller 126 then returns to the block 304 to await an acknowledgement signal or an error signal from the other communication device.

It will be recognised that the decision blocks 304 and 306 could be executed by an interrupt initiated by an error signal that occurs during ordinary transmission processes. Thus, buffering of packets, with coding and interleaving between them, as well as modulation and transmission, can be an ongoing process of the communication device 102. Upon detection of an error signal, such as a NACK, the controller 126 interrupts the transmission briefly to change the weights W1, W2 and W3. The transmission process will then resume.

It will also be recognised that the weights W4, W5 and W6 will be adjusted by controller 126 based upon the signals output by receiver 124. Such methods of weighting are well known in the art.

The present invention is particularly advantageous in communication systems where the transmit and receive paths have different frequencies, such as the GSM communication system. In such environments, the weights of the receive path by receive path weight circuits 150, 152 and 154, is not necessarily indicative of the optimum weights for the transmit path by transmit path weight circuits 131, 133 and 135. This is due to propagation delays, interference, and other frequency sensitive phenomena.

Another important consideration is the rate at which the communication devices 101 and 102 are moving relative to one another. If a communication device 101 is travelling rapidly, and the communication device 102 is stationary, the propagation paths P1-P6 will change quickly. At other times, communication devices 101 and 102 may not be moving relative to one another. This is true in pedestrian situations, which is where a cellular phone user is standing still or walking during a phone call. The paths P1-P6 will change at a slow rate, or not at all, in such pedestrian situations.

One or both of the communication devices 101 and 102 can advantageously determine the rate at which communication devices 101 and 102 are moving relative to one another. For example, Doppler measurements can be used to determine the rate of change. The controller 126 uses the rate of change information to determine whether to change the phase and amplitude settings. More particularly, the present invention is particularly advantageous where the communication devices 101 and 102 are slowly moving or are not moving relative to one another because in these situations the delay in receiving a NACK will cause least detriment to the performance. In these situations, selection of the antenna pattern can have a substantial impact on the performance of the telephone during the call. This is due to the fact that the antenna pattern that will best service the user will not change. Additionally, a bad antenna pattern will likely remain undesirable throughout the call.

In the situation where the communication device 101 is in a vehicle travelling at a high velocity, the weights creating

an antenna pattern that best services the communication device **101** may change rapidly. Accordingly, altering the antenna pattern each time an error signal is received may not result in a substantial improvement in the performance of the communication system **100**. Additionally, weights that do not work well one instant may be the best choice seconds later, which could result in rapid switching of weights **W1**, **W2**, and **W3**. The influence of velocity of course depends on the design of the system, in particular the delay between transmission of a packet and receiving a NACK.

The memory **160** storing the gain and phase values can store a table of most recently used antenna patterns. Those patterns which resulted in an error indication are preferably not used for a predetermined time period. The predetermined time period is preferably adjustable according to the rate at which the communication devices **101** and **102** are moving relative to one another. Thus, where communication devices **101** and **102** are not moving apart, the time period can be equal to the entire connection time of communication devices **101** and **102**. Alternatively, where communication devices **101** and **102** are moving rapidly relative to one another, the time period can be very short, or zero. In any case, the predetermined time period should be greater than the correlation time of the channel to prevent reselection of a weight vector which previously resulted in an error and which could still provide poor performance if the channel has not changed much.

An advantage of the above embodiment is that the communication device **101** changes the weights without the assistance of other communication devices. Accordingly, the weight adjusting circuit can be implemented in existing systems without having to update existing equipment.

According to another embodiment, a signal is transmitted by communication device **102** to determine the weights for transmit path weight circuits **131**, **133** and **135** where the determining takes place at a communication device **101**. This embodiment will now be described with reference to FIGS. 4 and 5. The controller **126** controls the transmitter **122** to generate a reference signal applied to antenna **106**, as indicated in block **400**. The reference signal can be a tone or any other suitable signal.

The reference signal is applied to antenna **106** by controlling the gain of variable gain amplifiers **238** and **240** to have a gain of zero and controlling variable gain amplifier **236** to have a non zero gain. The controller **126** controls transmitter **122** to output a tone signal to antenna **110**, as indicated in block **402**. To supply the tone only to antenna **110**, only the gain of variable gain amplifier **238** has a non zero value. The controller **126** controls transmitter **122** to output a tone signal to antenna **112**, as indicated in block **404**. To supply the tone only to antenna **112**, only the gain of variable gain amplifier **240** has a non zero value.

Thus a predetermined tone is input to each of the antennas at different times. Alternately, a different frequency signal can be simultaneously input to each antenna **106**, **110**, and **112**, or signals having different codes can be simultaneously input to each antenna. However, by any of these three means, the signal applied to each antenna must be distinguishable by communication device **101**.

It will be recognised that the transmitter **122** can be connected to transmit path weight circuits **131**, **133** and **135** through respective conductors of a bus extending from transmitter **122** to transmit path weight circuit **131**, **133** and **135**. This permits different signals generated by the transmitter **122** for each of the antennas to be individually applied to the transmit path weight circuits.

Controller **126** waits to receive weight signals at receiver **124**, as indicated in decision block **408**. The controller **126** can alternately be interrupted from standard transmission operation when the weight signals are received. In either case, when new weights are received from communication device **101**, the controller **126** changes the weights of the transmit path weight circuits **131**, **133** and **135** to the values received from communication device **101**, as indicated in block **410**. If the index is received from communication device **101**, then the controller **126** selects the weights associated with the index from the codebook in memory **160** and controls the transmit path weight circuits **131**, **133**, and **135** accordingly.

The operation of the communication device **101** will now be described with reference to FIG. 5. The controller **120** receives the reference signals transmitted via each of antennas **106**, **110** and **112** in blocks **500**, **502** and **504**. Although the signals associated with the respective antennas **106**, **110** and **112** are separated in time, as described above with reference to FIG. 4, they could alternately be identified by their frequency if they have different frequencies, or by their code if they have different codes. The controller **120** thus identifies the reference signal transmitted by each antenna.

The controller **120** calculates the optimum weights for the transmit path weight circuits **131**, **133**, and **135** based upon the received signal levels for each of the antennas **106**, **110** and **112**, as indicated in block **506**. The optimum weight vector can be calculated from the received signal gain and phase. The complex conjugate of the complex representation of the estimated gain and phase from each antenna can be used as the weight for each antenna. The estimated gain and phase for each antenna is obtained in the controller **120** by correlation of the reference signal received with a local copy of the predetermined reference signal stored in controller **120**. The result of the correlation between these signal indicates the estimated gain and phase of the transmission path from each of antennas **106**, **110** and **112**.

Alternately, the codebook can be used to choose a preferred weight vector from the candidate list. This can be done by selecting the vector from the codebook that is closest to the optimum weight vector as calculated from the complex conjugate of the estimated received phase and gain. Alternatively, the preferred weight vector is chosen to maximise the received signal power at the receiving communication device.

The weights from the codebook maximising the power can be calculated. As already mentioned, the gain and phase of the reference signal sent from each antenna is estimated in the receiver by correlation with a known local copy of the reference signal originally transmitted. The weight vector is then selected as follows:

```

t = |w0Tc|
index = 0
do k=1 to K-1
  if |wkTc| > t then
    index = k
    t = |wkTc|
  end if
end do

```

where the estimated gain and phase of the signal received from the i'th antenna (antenna 1, antenna 2 and antenna 3) is represented in complex notation by c_i and the set for all antennas by the vector c; and the k'th weight vector in the predetermined list is w_k where there are K vectors in the list stored in memory **160** of communication device **102** and in

controller **120** of communication device **101**. $|\cdot|$ represents the magnitude of the complex number \cdot . Also \cdot^T represents the transpose of vector or matrix \cdot where the rows and columns are interchanged.

This method multiplies the weights w_k of each vector in the index codebook and the weight and gain estimate for each antenna c_i , and adds the result to generate a temporary amplitude measurement t for the particular weights. This is an estimate of the amplitude of the signal which would be received if the particular weights were applied at the transmitter. The index associated with the largest t (the highest estimated amplitude at the receiver) is selected as the optimum weight for the transmit path of communication device **102**. The index associated with the optimum weights are then sent back to communication device **102**, as indicated in block **508**.

Simulations show that the codebook approach requires less capacity overhead on the downlink than a quantisation approach of the complex conjugated received gain and phase when appropriate normalisation and candidate vector distributions are used. In addition, the codebook entries can be selected to provide the following benefits. By selecting weights such that signals are emitted through more than one of the antennas, a single antenna transmit path is not required to pass all of the power. This provides a restriction on individual amplifier peak power requirements for the transmit circuitry in each path providing both a cost and size benefit relative to a system where it is possible that one of the transmit paths may have to pass all the power.

Additionally, the lookup table, or codebook, can be used to facilitate error protection coding, such as checksums or CRC information. The error protection coding can be saved with the index information, and transmitted without requiring calculation of the error protection coding. This reduces the complexity of the transmitter error protection encoding.

Another advantage of the lookup table is that candidate weight vectors evaluated at each frame time can be those closest to the weight vector for the most recent frame. This reduces the search complexity for pedestrian environments where slow speeds cause the optimum weight vector to change slowly, as the previous weights are likely to remain a good choice. However, the controller can also consider all the weights in the codebook if the weights closest to the weights of the previous selection are unsatisfactory.

Where the codebook is used, the communication devices **101** and **102** must have the same values. This can be accomplished by downloading the codebook from one of the communication devices to the other communication device. Alternately, another method could be provided to verify that the vector number values are the same in both communication devices.

With reference to FIG. 6, it can be seen that both an information packet and the reference signals are transmitted from communication device **102** to communication device **101**. The reference signals are sent separately from each antenna, one after the other. There is a delay from the time that the information is processed in communication device **101** to calculate the coefficients and the time that the weight vector specified in communication device **101** is used by communication device **102**. The communication device **102** then transmits an information packet using the weights received from the communication device **101**.

Each time an information packet is transmitted, the reference signals are communicated from the antennas **106**, **110** and **112**, and new weights calculated for the next packet in communication device **101**. In order to minimise effects of delay in the feedback system, the reference signals can be

positioned non contiguous with the information packets such that the reference signals are closer to the information packet sent by communication device **102** using the coefficients. Alternatively, the reference signals can be positioned in the information packet. Using either method to minimise or eliminate the delay helps avoid problematic communications resulting from changes in the channel occurring after the reference signals are communicated.

It is also envisioned that the controller **120** can interpolate weights for the antenna from the weights generated from reference signals transmitted with two packets of information. By generating the coefficients from two consecutive, spaced reference signals, changes in the characteristics of the transmission paths can be taken into account in determining the best signal pattern.

A transmit mode of a digital cellular telephone system **700** (FIG. 7) includes a first communication device **702** and a second communication device **704**. Communication device **702** includes an antenna array **706** and communication device **704** includes an antenna array **708**. The antenna arrays are interconnected by a plurality of signal paths represented by P . The communication devices **702** and **704** can be two-way radios, a radiotelephone and a base, or the like.

The communication device **702** includes a controller **714** which outputs speech and data signals as well as control signals to select the weights W_1 , W_2 and W_3 in the transmit path. The speech and data signals are input to a coding and modulation circuit **716**. The weight control signals are input to a gain and phase shift circuit **718**, which couples the amplitude and phase control signals from controller **714** to variable gain amplifiers **720–722** and phase shift circuits **724–726**. The transmission signals are input to phase shift circuits **724–726** via a framing and reference generating circuit **723**.

The framing and reference generating circuit **723** frames data and speech for transmission and couples reference signals to the phase shift circuits **724–726**, one for each of antennas **728–730**. Respective base band signals are formed by framing and reference generating circuit **723**, one for each antenna, and the appropriate phase shift is applied to each by phase shift circuit **724–726**.

The phase shift circuits **724–726** are provided digitally by a multiplier, such that the complex values from the codebook can be multiplied by the output of the framing and reference generating circuit to produce the phase shift. The phase shifted signals are converted to analogue signals in a digital-to-analogue converter circuit **732**. The frequency of the analogue signals is increased in an up converter **734–736**, and the higher frequency signals are amplified in the variable gain amplifiers **720–722**. The gain of the variable gain amplifiers **720–722** is selected according to the weights for each antenna. Thus, the transmit path weight circuit in the transmit path comprises phase shift circuits **724–726** and variable gain amplifiers **720–722**. Although 3 phase shift circuits are shown in this example, in practice it would only be necessary to implement two since the absolute phase does not matter, only the relative phases of the three transmit path weight circuits.

The receive path of communication device **702** includes down converters **740–742** for reducing the frequency of the signals received from antennas **728–730**, respectively. The down converted signals are input to an analogue-to-digital converter circuit **744**, which outputs respective digital signals from each of the signals output by the down converters. The digital signals are demodulated in a receiver processor **750**.

The communication device **704** includes a controller **752** which outputs speech and data signals as well as control signals to select the weights **W1**, **W2** and **W3** in the transmit path. The speech and data signals are input to a coding and modulation circuit **754**. The weight control signals are input to a gain and phase shift circuit **756**, which couples the amplitude and phase control signals from controller **752** to variable gain amplifiers **758–760** and phase shift circuits **762–764**. The transmission signals are input to phase shift circuits **762–764** via a framing and reference generating circuit **766**. The framing and reference generating circuit **766** frames data and speech for transmission and couples reference signals to the phase shift circuits **762–764**, one for each of antennas **768–770**. Respective base band signals are formed, one for each antenna, and the appropriate phase shift is applied to each by phase shift circuits **762–764**. The phase shifted signals are converted to analogue in a digital-to-analogue converter circuit **772**. The frequency of the analogue signals is increased in up converters **774–776** and higher frequency signals are amplified in the variable gain amplifiers **758–760**. The gain of the variable gain amplifiers is selected according to the weights for each antenna.

The receive path of communication device **704** includes down converters **780–782** for the signal from antennas **768–770**, respectively. The down converted signals are input to an analogue-to-digital converter circuit **784**, which outputs respective digital signals from each of the signals output by the down converters. The digital signals are demodulated in a receiver processor **790**.

The communication devices **702** and **704** are illustrated as being identical as the transmit path can be from communication device **702** to communication device **704** or from communication device **704** to communication device **702**. However, the communication devices **702** and **704** can be different, such that communication device **702** is a base station and communication device **704** a radiotelephone, for example. It will be recognised that in the case of a base, the transmit path will also include a multiplexer to combine signals for multiple simultaneous users. The receive path of a base will also include a demultiplexer, to separate the signals from different simultaneous users.

Calculation of the optimum weights for the transmit path will now be described for transmission from communication device **702** to communication device **704**, although the description applies equally for communications from communication device **704** to communication device **702**. Although the communication devices **702** and **704** have three antennas, the description applies equally to systems having other numbers of antennas, and thus applies generally to a system having *I* antennas in the transmit path of the transmitting communication device and *N* antennas in the receive path of the receiving communication device. For communications from communication device **702** to communication device **704**, *I* equals 3 and *N* equals 3.

The estimated gain and phase of the signal received at the *n*'th receiver antenna from the *i*'th transmitter antenna is represented (in complex notation) by $c_{i,n}$, and the set for all combinations by the matrix *C* (with *N* rows and *I* columns). The estimated gain and phase at the antennas **768–780** which would be produced by a transmitter weight vector *w* is then given by C_w . The weight vector is selected from the codebook as follows:

```

v=Cw0
t = vHv
index = 0
5  do k=1 to K-1
    v=Cwk
    p = vHv
    if p > t then
        index = k
        t = p
10  end if
end do

```

The controller **752** of communication device **704** uses this method to calculate the vectors *v* by multiplying the matrix *C* by a weight vector *w*₀, which is the first weight vector in the codebook. An initial value *t* is calculated from the vector *v* derived from *w*₀. This value of *t* represents an estimate of the amplitude of the signal which would be obtained at the receiver with weight vector *w*₀ at the transmitter and maximum ratio combining of the signals at the receiver. Maximum ratio combining is a well known technique of combining signals from multiple antennas. Vectors *v* are derived from *C* and each vector *w*_{*k*} of weights. The estimated magnitude *p* for each weight from the codebook is calculated by multiplying *v* and the Hermitian transform of *v* for that weight vector. The index *k* associated with the highest value *p* so measured in controller **752** is sent back to the transmitting communication device **702**. The controller **714** controls the variable gain amplifiers **720–722** and phase shift circuits **724–726** to have the weights corresponding to the index number transmitted.

The controller **752** thus estimates the performance at the output of receiver processor **790**. The output of the receiver processor **790** is derived from the combined output of antennas **768–770** of antenna array **708**. This estimate is also based upon weights of the receive path determined by the controller **752**.

As mentioned, a maximum ratio combiner is employed for the receiver. Other optimisation techniques such as optimum combining could be substituted particularly when it is desirable to reduce the effects of interference. Optimum combining is a known technique. Instead of maximising received amplitude or power, the controller **752** ratio could maximise the ratio of wanted signal to interference plus noise.

Embodiments will now be described wherein the receiving communication device includes an equaliser **820**. In these embodiments, the description is for a receiving communication device including a single antenna and a transmitting communication device having multiple antennas, as illustrated in FIGS. **1** and **2**.

In these embodiments, a reference signal is employed to determine the weights and to calculate settings for an equaliser **820** in the receive path. It is known to transmit a reference signal to a receiving communication device to be used by the receiving communication device in setting an equaliser **820**. In existing systems, the reference signal is selected to simplify the setting of the coefficients.

However, the inventors have discovered that where the transmitting device includes an antenna array and the receiving device includes an equaliser, the reference signal transmitted can be selected to reduce transmission overhead for reference signals while maintaining large gains with an antenna array.

The present invention requires transmission of multiple reference signals, one for each antenna in the array. Where communication device **101** is a base and communication

device **102** is a radiotelephone, it is advantageous to use a signal which minimises transmitting overhead for selecting the weights in the transmit path of communication device **102** without concern for the resource requirements in the communication device **101** that is a base. The communication device **101** that is a base will have sufficient capability to execute difficult computations in selecting the equaliser **820** values, whereas it is advantageous to minimise the energy requirements in the communication device **102** to prolong battery life.

If on the other hand the communication device **101** is mobile and the communication device **102** is a base, it is desirable to minimise the requirements of communication device **101**. The transmission requirements are not as critical to the base as it can broadcast a signal without concern for battery life. The greater concern is the drain on the resources of the portable communication device while calculating values for the equaliser **820** in its receive path. Accordingly, if the communication device **101** is a portable communication device, it is desirable that the reference signal simplify calculation of the equaliser settings. Therefore, it is envisioned that different signals can be employed for the reference signal depending upon which of the communication devices **101** or **102** is portable in communication systems such as a radiotelephone networks.

If the communication device **101** is a radiotelephone, the reference signal which simplifies calculation of the equaliser settings is a portion of modulated data such as is used in systems like GSM, for example. The reference signals are shown in FIG. 12. As shown in FIG. 12, the reference signals are separated in time with sufficient separation to allow for multipath delay. The beginning and end of the reference signals is characterised by a period of ramping so that the power does not change instantaneously.

To minimise overhead, the reference signals are used both for synchronisation, equaliser setting, and for weight vector selection. In addition, to further reduce overhead, the reference signals are designed and employed differently to those usually employed in TDMA systems (e.g. in TETRA and GSM). For weight vector selection with an equaliser setting, a codebook approach is employed.

A controller circuit **800** including an equaliser setting circuit **802** is illustrated in FIG. 8. This controller can be used in communication device **702** or **704**, or both, and is employed when one or both of the communication devices has an equaliser. The controller circuit **800** includes a reference signal processor circuit **804** which processes received signals to calculate the antenna weight at another communication device having an antenna array. A weight vector selection circuit **806** uses weight index stored in a codebook **808**, which is the index of weights such as Table 1 or Table 2. The weight vector selection is input to the equaliser setting circuit **802** and a binary format and coding circuit **812**. The binary format and coding circuit outputs information for transmission to the other communication device.

The transmitting communication device sends both information signals and reference signals as illustrated in FIG. 6. The reference signals are sent separately from each antenna. In order to minimise effects of delay in the feedback system, the reference signals are preferably noncontiguous with the information packets. Additionally, where the receiving communication device has an equaliser, and the equaliser and transmit path weights for an antenna array are set using the same reference signal, the signal for each antenna is preferably separated by time as opposed to being distinguished by frequency or code.

A method by which the weight vector is found independently of the equaliser setting, and then the receiver equaliser settings are determined from the weight vector, is first described. This method applies when the reference signals are chosen to minimise overhead, as is likely when communication device **101** is a base. The method uses values preset in the communication device. The matrix X is stored in the communication device at the time the communication device is manufactured, activated, or when it is being used in a new system. The matrix is calculated as follows:

$$X = (Y^{H*}Y)^{-1}Y^{H*}$$

where

$$Y = \begin{pmatrix} r & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & r & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & r & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & r \end{pmatrix},$$

and r is a column vector of the known reference signal waveform, and Y^{H*} is the Hermitian transform of Y.

The reference signal processor circuit **804** (FIG. 8) calculates and stores the correlation matrix R of the reference signals:

$$R = \sum_i s_i s_i^{H*}$$

where s_i is the reference signal received from the i'th antenna and s_i^{H*} is the Hermitian transform of the reference signal received from the i'th antenna.

The weight vector selection circuit **806** then performs calculations for each of the indexes in the codebook **808** to maximise the power signal p, where $p = w^{H*} R w$

w represents a candidate weight vector, and w^{H*} represents a Hermitian transform of the candidate weight vector. The index of weights producing the largest value of p is thus selected. The index of the selected weight vector is then transmitted to the handset via the binary format and coding circuit **812**.

The coefficients are then calculated from the selected weight vector. For example, in for a Maximum Likelihood Sequence Estimator (MLSE) equaliser, the equaliser coefficients are generated from settings derived in the equaliser setting circuit **802** as follows. First the vector v, which is an estimate of the signal that would be received if the reference signal is sent simultaneously from all antennas with the selected weights, is calculated as follows:

$$v = \sum_i s_i w_i^*$$

where w_i is the i'th element of the selected weight vector. A channel estimate h, from which is extracted the equaliser settings, is calculated as follows:

$$h = (Xv) \otimes m$$

where m is the modulation impulse response of a filter (not shown) in the transmitting communication device, and where \otimes denotes convolution.

This vector h is used for symbol timing synchronisation after which the equaliser settings are extracted in a suitable manner as is known to those skilled in the art. Complexity is minimised by precomputing as many quantities as possible.

The equaliser settings for an information packet are found at the same time as the weight vector selection for the

information packet. In some circumstances there may be significant delay in the feedback path. This affects both the accuracy of the weight vector selection and the equaliser setting. In an alternative method, the equaliser settings for one packet are found from reference signals which are used to derive weight vectors for the next information packet. This reduces delay in the establishment of the equaliser settings, and is possible where the weight selection and equaliser settings are independent.

The reference signals that minimise overhead are a portion of modulated data with properties such that the inverse $(Y^H Y)^{-1}$ shown above is well conditioned. As shown in FIG. 12 the reference signals will be separated in time with sufficient separation to allow for multipath delay. The beginning and end of the reference signals is characterised by a period of ramping so that the power does not change instantaneously, in the same way as in bursts of TDMA systems today.

According to another embodiment, the weight vector is found jointly with the equaliser settings. This method also applies when the reference signals are chosen to minimise overhead, that is likely when communication device 101 is a base. This approach is desirable when the equaliser length is such that the equaliser can not capture all multipath propagation. This approach employs a controller circuit 900 architecture depicted in FIG. 9. The controller circuit 900 can also be used with an MLSE equaliser. A weight vector selection and equaliser setting circuit 902 uses the quantities:

$$X = (Y^H Y)^{-1} Y^H$$

where Y

$$Y = \begin{pmatrix} x & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & x & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & x & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & x \end{pmatrix},$$

and r is a column vector of the known reference signal waveform.

These values are pre-computed and stored in the controller 752 as described briefly above. Another known impulse sequence is z, which is defined such that when z is filtered by a modulation filter (a filter, not shown, in the transmit path of communication device 702) having an impulse response m (such as a raised cosine filter), the resulting waveform is r. Before the codebook 808 values are used, the following quantities are computed and stored:

$$c_i = (X s_i) \otimes m,$$

$$R = \sum_i s_i s_i^H$$

where s_i is the reference signal received from the i'th antenna.

index=1, min_error=1,000,000.0

p_threshold=a number between 0.0 and 1.0 such as 0.7. where c_i is a vector of coefficients representing components of the combined filter and channel responses from the i'th transmit antenna, m is the modulation impulse response of the transmit path filter (not shown), and \otimes denotes convolution. The initial value for the minimum error is selected to be large. The p_threshold value is selected to limit the number of calculations that must be performed. Thus, only those weights having the highest power measurements are

consider. The value 0.7 corresponds to having only the top 30% considered. The inventors have found that the fewest errors occur when the signal is strong, though not necessarily when it is the strongest. A larger, or smaller percentage, of the weight candidates can be considered.

The codebook calculations for J candidate weight vectors are then performed as follows:

```

do j = 1 to J
  p=wH.R.w where w is the candidate weight vector
  if p > p_threshold
    calculate "Error"
    if error < min_error then
      min_error = error
      index=j
    end if
  end if
end do loop

```

The equaliser setting circuit 902 first measures the power and determines if the power is above the threshold. For those power measurements above the threshold, the error is calculated using equaliser settings calculated for the weight vector. For an MLSE equaliser, the "error" is calculated at each iteration as follows:

$$\text{candidate impulse response } h = \sum_i c_i w_i^*$$

$$\text{"error"} = |h' \otimes z - x|/|x|$$

where x is a vector with components $x_i = w_i^H s_i$, $||$ represents vector norm., h' represents the candidate equaliser settings which are extracted from h during the symbol timing synchronisation process, which synchronisation process as already described is known to those skilled in the art of equalisation, and w_i^* is the complex conjugate of w_i . This process maximises the quality level by determining the values of h and w that minimise the errors, as opposed to detecting the weights that maximise the power of the received signal. The "error" is a quality estimate of a signal output by the equaliser.

The index of the selected weight vector is then processed for transmission to the handset by the binary format and coding circuit 812. The equaliser settings are used to set coefficients in the equaliser 820.

FIG. 10 shows the performance of the system of FIG. 8 with 4 transmit antennas compared to the case with no array for a GSM type system, with a 2 symbol delay spread channel and at pedestrian speeds. The graph shows Bit Error Rate (BER) versus the ratio of Energy per bit to noise power density (Eb/No) in decibels (dB). Curve 1000 is the performance with no error protection coding with no array, and should be compared to curve 1002 which is the corresponding uncoded performance with an array. Gains of the order of 7 dB are achieved which allows a very considerable increase in talk time or capacity within a mobile radio system. Curve 1001 is the performance with error protection coding with no array, and should be compared to curve 1003 which is the corresponding coded performance with an array. Gains of the order of 7 dB are again achieved. The overhead savings on both reference signals and weight specifiers are more than 20% over more conventional reference signal design and over weight vector quantisation, as opposed to codebook schemes.

FIG. 11 shows the performance of the controller method of FIG. 9 compared to that of FIG. 8 in a particular case where it is not appropriate to estimate array settings and equaliser settings independently. Curve 1005 represents the performance with no error protection coding for the method of FIG. 8, which should be compared to the curve 1006

representing the uncoded performance for the method of FIG. 9. Curve 1007 represents the performance with error protection coding for the method of FIG. 8 which should be compared to the curve 1008 representing the coded performance for the method of FIG. 9. In this case, the circuit of FIG. 9 offers performance benefits in good signal conditions.

Thus it can be seen that the transmit path weights for an antenna array can be adjusted to improve the gain of the transmit path. The transmit path weights can be set independently of the receiving communication device. Alternatively, the receiving communication device can select the weights based upon a reference signal received from the transmitting communication device. A codebook can be employed to facilitate the process of selecting weights. Where the receiving communication device includes an equaliser, equaliser settings and weights can be calculated from the same reference signal thereby minimising transmission overhead.

I claim:

1. A method of generating weights in a first communication device having a first transmit path, for a second transmit path in a second communication device, the first transmit path in a second antenna array having a plurality of antennas, the method comprising the steps of:

receiving a reference signal at the second communication device that was sent via at least one of the antennas of the antenna array;

calculating at least one weight for the second transmit path;

transmitting the at least one weight from the second communication device to the first communication device,

wherein the step of calculating includes calculating a complex conjugate of an amplitude and phase of the reference signal received at the second communication device; and

selecting the at least one weight from a set of predetermined weights, wherein the at least one weight selected is a weight closest to the complex conjugate.

2. A method as claimed in claim 1, wherein the step of transmitting includes transmitting an index corresponding to the at least one weight.

3. A method as claimed in claim 1, wherein the set of predetermined weights is selected based upon a previous weighting.

4. A method of generating weights in a first communication device having a first transmit path, for a second transmit path in a second communication device, the first transmit path comprising an antenna array having a plurality of antennas, the method comprising the steps of:

receiving a reference signal at the second communication device that was sent via at least one of the antennas of the antenna array; a reference signal at the second communication device that was sent via at least one of the antennas of the antenna array;

calculating at least one weight for the second transmit path;

transmitting, using an error protection coded index, the at least one weight from the second communication device to the first communication device;

receiving a set of weights from the second communication device, indexes in the set of weights including stored error protection coding, and

selecting, by estimating the performance of the first transmit path, the at least one weight from the set of weights received from the second communication device.

5. A method of weighting a first transmit path of a first communication device, the first transmit path between a transmitter and an antenna array associated with the first communication device, the antenna array comprising a plurality of antennas, the method comprising the steps of:

transmitting a reference signal to a second communication device via at least some of the antennas in the antenna array;

calculating, at the second communication device, at least one weight for the first transmit path based on a complex conjugate of an amplitude and phase change during transmission of the reference signal to the second communicating device;

transmitting weight information, according to the at least one weight calculated, from the second communication device to the first communication device;

setting at least one weight in the first communication device according to weight information received from the second communication device; and

selecting at least one weight from the set of predetermined weights, the at least one weight being closest to the complex conjugate.

6. A method as claimed in claim 5, wherein the step of transmitting includes transmitting an index corresponding to the at least one weight.

7. A method as claimed in claim 5, wherein a reference signal is sent through each antenna of the antenna array, and the reference signal for each of the antennas is distinguishable.

8. A method as claimed in claim 7, wherein the reference signals for each of the antennas are distinguishable by their frequency.

9. A method as claimed in claim 7, wherein the reference signals for each of the antennas are distinguishable by time, the reference signals being input to a respective antenna at a different time.

10. A method as claimed in claim 5, wherein a set of predetermined weights is transferred from the first communication device to the second communication device.

11. A method as claimed in claim 10, further including the step of determining previous weights and the step of calculating selects from a subset of weights in the set of predetermined weights, the subset of weights determined from the weights in the previous weighting.

12. A method as claimed in claim 5, wherein the step of calculating includes estimating the performance of the first transmit path at the combined output of the antenna array.

13. A method as claimed in claim 10, wherein indexes in the set of predetermined weights include stored error protection coding, and the step of transmitting includes transmitting an error protection coded index.

14. A communication device comprising:

a transmitter;

a plurality of antennas;

weight circuits connected between each of the antennas and the transmitter;

19

a controller coupled to the weight circuits wherein the controller controls the transmitter to transmit a reference signal through at least one of the antennas and controls at least one of the weight circuits to adjust a weight associated with at least one of the antennas according to weight information received from another communication device, such that a transmit path including the weight circuits can be varied according to the reference signal transmitted through the at least one of the antennas; and

a memory storing predetermined weights, the weight information including an index number associated with the weight associated with at least one of the antennas,

20

and the controller controlling the at least one of the weight circuits from the index number.

15. A communication device as claimed in claim **14**, wherein weight information includes phase information, the controller controlling the at least one of the weight circuits according to the phase information.

16. A communication device as claimed in claim **14**, wherein the weight information includes amplitude information, the controller controlling the at least one of the weight circuits according to the amplitude information.

* * * * *

UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE
CERTIFICATE OF CORRECTION

PATENT NO. : 5,999,826
DATED : December 7, 1999
INVENTOR(S) : Whinnett

Page 1 of 1

It is certified that error appears in the above-identified patent and that said Letters Patent is hereby corrected as shown below:

Column 17,

Line 23 reads "path in a second antenna array" and it should read -path in a second communication device, the first transmit path comprising an antenna array--.

Column 18,

Line 26 reads "selecting at least one weight from the set of" and it should read - selecting the at least one weight from a set of--.

Signed and Sealed this

Twenty-sixth Day of June, 2001

Attest:

Nicholas P. Godici

Attesting Officer

NICHOLAS P. GODICI
Acting Director of the United States Patent and Trademark Office